ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XXII - NUMERO 1 - 1973 - L. 500

Diversi attacchi di linea dell'autocommutatore elettronico SIT Siemens TDM 150 (art. a pag. 11).

SEDE DELLA SOCIETÀ

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI
PIAZZA TRENTO 8
20135 MILANO

Posta : 20135 MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI-MILANO

GENOVA - CORSO ITALIA 40 - TEL. (010) 31.62.44 - C.P. 16146
ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI (06) 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. (081) 32.32.79 - 80133

STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

Fig. 2 - Tester portatile

Fig. 3 - Wattmetro portatile

Fig. 4 - Contatore campione portatile

Fig. 5 - Galvanometro

Fig. 6 - Oscilloscopio

Fig. 7 - Misuratore di isolamento tascabile

Fig. 8 - Ponte per misure d'ammettenza VHF

Fig. 9 - Misuratore di terre ad azzeramento

Fig. 10 - Ponte universale per misure di resistenze capacità, induttanze R.F.

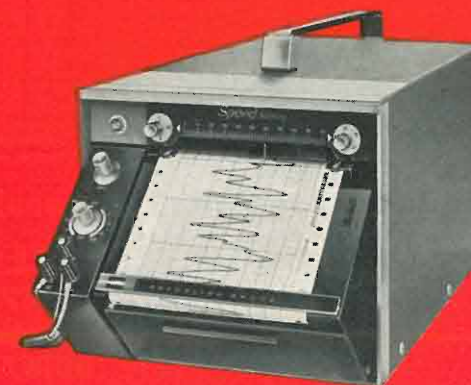



Fig. 11 - Milliamperometro registratore

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 1 ANNO XXII

GENNAIO FEBBRAIO 1973

DA PAGINA 1 A PAGINA 40

RIVISTA BIMESTRALE A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Sommario:

Vari tipi di pannelli ad innesto che costituiscono i diversi attacchi di linea dell'autocommutatore elettronico a divisione di tempo « TDM 150 » della SIT Siemens (vedi articolo a pag. 11).

UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

MISURE DI CAMPO ELETTROMAGNETICO AL CENTRO DI CONTROLLO DELLA RAI

PIETRO CROSIO - MARINO RICCARDI (*)

SOMMARIO — Questo articolo descrive il vasto campo di applicazione che hanno le misure di campo elettromagnetico nelle radiocomunicazioni in generale e, in particolare, nell'esercizio delle trasmissioni radiofoniche e televisive irradiate con onde elettromagnetiche. Vengono presentate le attrezzature ed illustrati alcuni metodi di misura utilizzati presso il Centro di Controllo della RAI a Monza. Infine vengono descritte, a titolo esemplificativo, le misure effettuate per la determinazione delle aree di servizio dei trasmettitori della RAI, per lo studio della propagazione e per la messa a punto ed il collaudo delle antenne trasmittenti e riceventi.

SUMMARY — ***Field strenght measurements at RAI monitoring Centre.*** *The present paper wants to show the applications of the field strenght measurements in radio communications, especially in radio end television broadcasting by electromagnetic waves. In the first part the measuring sets and techniques applied at RAI monitoring station in Monza (Italy) are extensively described. Then the measurements intended to find the service areas of RAI transmitters are exposed, meanwhile the study of the propagation and the tests of the radiation patterns of the antennas are curried out.*

1. Introduzione.

La sempre crescente utilizzazione delle onde elettromagnetiche nelle comunicazioni in genere e, in particolare, nella diffusione di programmi radiofonici e televisivi, richiede un sempre maggior impegno nei controlli sulle irradiazioni emesse, come del resto già ampiamente illustrato in altri articoli apparsi sui due precedenti numeri di questa stessa rivista (bibl. 1, 2).

La RAI - Radiotelevisione Italiana, oltre ai controlli di occupazione dello spettro e alle misure di frequenza e di modulazione, effettua misure di campo elettromagnetico per la soluzione di problemi che riguardano la trasmissione, la propagazione e la ricezione delle onde radio. Più precisamente queste misure riguardano:

1) la determinazione del guadagno, della direttività e della potenza irradiata delle antenne trasmittenti;

2) lo studio della propagazione nelle diverse gamme di frequenza, attraverso l'analisi degli effetti dovuti alla ionosfera, alla troposfera, alla terra e ad altri ostacoli;

3) la determinazione delle zone nelle quali è possibile la costante ricezione di un programma (area di servizio), attraverso la valutazione dei segnali utili, dei segnali interferenti e dell'intensità dei disturbi di natura industriale e atmosferica.

Queste misure, in definitiva, permettono da un lato di controllare l'efficienza degli impianti trasmittenti, dal punto di vista del servizio radiofonico e televisivo, e d'altro canto forniscono utili elementi per la pianificazione delle reti, in senso dinamico, e per eventuali modifiche da apportare agli impianti esistenti.

(*) P. i. Pietro Crosio e dott. ing. Marino Riccardi della RAI - Centro di Controllo - Monza (Milano).

Dattiloscritto pervenuto il 15 dicembre 1972.

2. Strumenti di misura.

L'intensità del campo elettromagnetico di un'onda radioelettrica si ottiene dalla misura della tensione che l'onda stessa induce su una antenna. A questo riguardo l'apparecchiatura di misura è composta in generale da più elementi (fig. 1) e precisamente da:

a) una antenna (a quadro, a dipolo, logaritmica, ecc.), avente caratteristiche note;

b) un ricevitore, con un attenuatore a scatti in entrata;

c) un generatore, per la taratura della sensibilità del ricevitore stesso;

d) un dispositivo di misura, lineare o logaritmico, comprendente uno strumento che indica il valore della tensione a radiofrequenza all'entrata del ricevitore o direttamente il valore del campo elettromagnetico;

e) un registratore scrivente su banda di carta o un analizzatore statistico di livelli, nel caso che si debba misurare un campo variabile nel tempo.

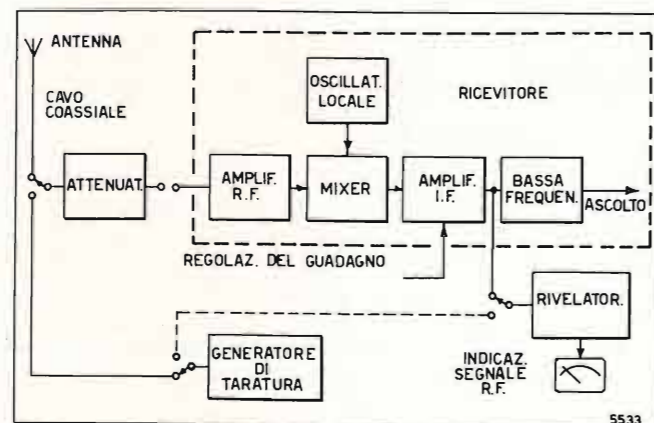



Fig. 1. — Schema a blocchi di una apparecchiatura per misure di campo elettromagnetico.

Fig. 2. — Torretta in legno, ove si effettuano le misure di campo elettromagnetico in OL, OM e OC, presso il Centro di Controllo di Monza.

Di solito gli elementi di cui ai punti *b*), *c*) e *d*) sono riuniti in un unico strumento (misuracampo); l'antenna è collegata a quest'ultimo per mezzo di un cavo coassiale. Solo nel caso di misure su Onde Lunghe, Medie e Corte, l'antenna (a quadro) è sostenuta e quasi incorporata nello stesso misuracampo, cui è collegata per mezzo di brevi connessioni.

Ogni misuracampo deve avere, oltre a un'ampia dinamica di misura (da pochi μV/m ad alcuni V/m), una buona stabilità del guadagno e della frequenza di sintonia, per non dover ricorrere a frequenti tarature anche durante una registrazione di lunga durata. La larghezza di banda può andare da poche centinaia di Hz fino a 0,5 MHz, a seconda delle gamme di frequenza in cui si fanno le misure. L'indicazione dello strumento può essere proporzionale al valore efficace della portante o al valore di cresta del segnale modulato (misure TV).

3. Metodi di misura.

Per effettuare misure di campo elettromagnetico e saper interpretare i risultati ottenuti è necessario aver scelto a priori un'adatta metodologia, che è diversa a seconda delle gamme di frequenza e a seconda che i campi elettromagnetici siano costanti oppure variabili nel tempo.

Per quanto riguarda le misure di campo elettromagnetico nelle gamme delle Onde Lunghe (OL) e delle Onde Medie (OM), queste vengono fatte in aperta campagna, a circa 1,5 m dal suolo, oppure presso i Centri di Controllo di Monza e Sorrento, in speciali locali con pareti trasparenti alle onde elettromagnetiche (fig. 2). In ogni caso i risultati sono gli stessi che si otterrebbero, anche a quote diverse, in tutti i punti della zona circostante il punto di misura.

Il campo ricevuto in OL e OM durante il giorno (propagazione per onda di superficie) è costante ed è quindi misurato con una semplice lettura dello strumento. I campi ricevuti nella gamma OL e OM durante le ore notturne e quelli nella gamma delle Onde Corte (OC), per propagazione ionosferica, sono variabili nel tempo e devono quindi essere registrati su un nastro di carta diagrammata, da cui con una successiva elaborazione statistica, viene calcolato il valore mediano (valore superato per il 50% del tempo), e in certi casi l'intera curva di distribuzione statistica.

La maggior parte delle misure in OM vengono fatte in punti sparsi su tutto il territorio italiano. Il misuracampo usato è alimentato a batteria, con l'antenna a quadro incorporata, e durante le misure viene fissato sopra un supporto goniometrico sostenuto da un treppiede (fig. 3). È molto importante in questi casi la scelta dei punti di misura, lontano da linee elettriche e da ostacoli in genere, perché da tale scelta dipende la rappresentatività dei risultati ottenuti (bibl. 3). Inoltre, mediante l'antenna a quadro, si deve controllare che la direzione di provenienza del segnale sia quella prevista, in base alla posizione geografica del trasmettitore rispetto al punto di misura (assenza di riflessioni).

Per le misure nelle gamme delle onde metriche e decimetriche, VHF e UHF (da 30 a 1000 MHz), occorre una metodologia più complessa. Non basta, come nel caso precedente, una corretta scelta del punto di misura ed una corretta lettura dello strumento .A rendere più difficile la misura stanno i fenomeni della propagazione delle onde radio: la loro natura ondulatoria, la riflessione e l'assorbimento del terreno. Tutti questi fenomeni, presenti anche al di sotto di 30 MHz, diventano però molto più importanti alle frequenze più alte e richiedono più complesse metodologie per eseguire le misure. È bene ricordare infatti che i raggi indesiderati, come quelli riflessi dal terreno o da altri ostacoli, possono essere dello stesso ordine

Fig. 3. — Operatore con misuracampo OM in aperta campagna.

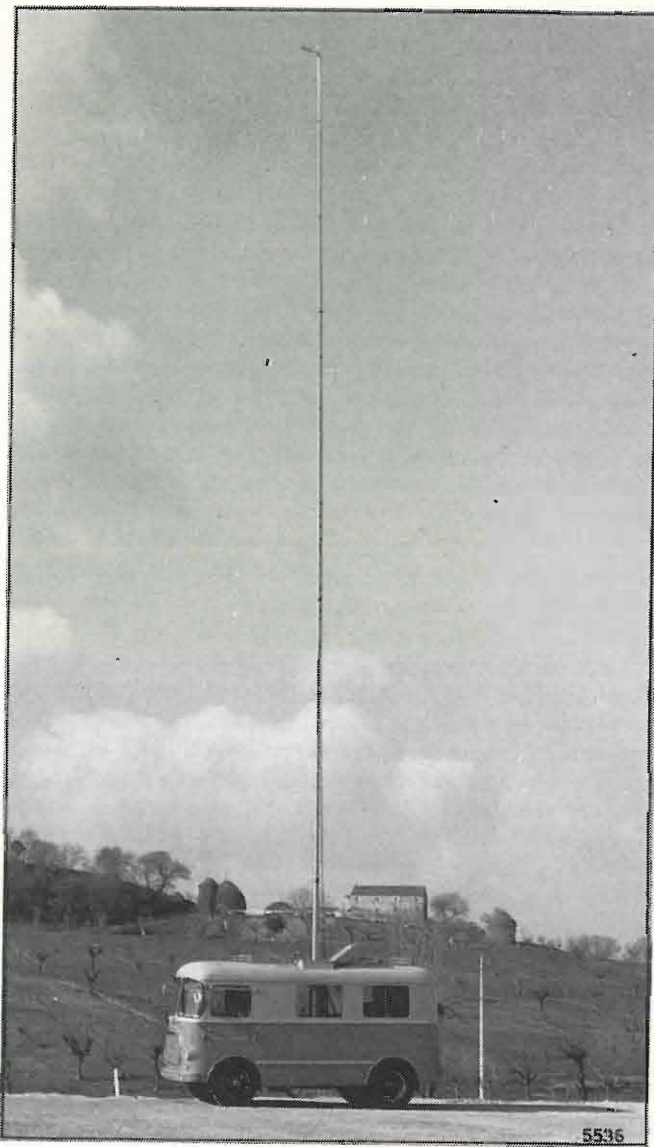



Fig. 4. — Automezzo attrezzato per misure di campo elettromagnetico nelle gamme VHF e UHF. Si noti il supporto per l'antenna ricevente, che può essere alzata fino a 23 metri dal suolo.

di grandezza o addirittura di grandezza superiore a quella del raggio da misurare, per cui il risultato, che dovrebbe dare il valore E del campo elettromagnetico, può dare un qualsiasi valore compreso tra 0 e $2E$ ed anche oltre.

Per ottenere separatamente i valori dei raggi diretti e degli eventuali raggi riflessi, è necessario affrontare il problema con uno dei due metodi seguenti:

a) metodo del sondaggio orizzontale a quota fissa;

b) metodo del sondaggio verticale in un punto.

Il primo metodo consiste nello spostare l'antenna del misuracampo, lungo itinerari nell'area di misura, mantenendola però sempre alla stessa quota dal suolo. Si studiano così le variazioni del campo elettromagnetico ad altezza costante in una successione di punti, per mezzo della registrazione dei valori misurati su nastro di carta, il cui avanzamento è ottenuto dal movimento della vettura (bibl. 4). Il metodo, adatto soprattutto per le più basse frequenze della gamma VHF, trova giustificazione nel fatto che le misure in più punti permettono di valutare l'entità dell'effetto degli ostacoli e di ottenere il risultato voluto come se gli ostacoli non esistessero.

Il metodo del sondaggio verticale consiste invece nello spostare l'antenna del misuracampo sulla verticale del punto di misura. Per questo scopo il Centro di Controllo della RAI impiega speciali vetture. Queste vetture, in tre esemplari, sono provviste di tutti gli impianti necessari per le misure fuori sede (gruppo elettrogeno, frequenziometro, televisore, misuracampo, ecc.) e sono inoltre dotate di uno speciale supporto telescopico orientabile e capace di sollevare rapidamente l'antenna fino a 23 metri di altezza dal suolo (fig. 4). Si possono così studiare in ogni punto le variazioni del campo elettromagnetico alle varie quote fino a 23 metri. Alcune considerazioni analitiche sulla composizione vettoriale del raggio diretto e del raggio riflesso permettono in generale di ricavare il raggio diretto, e volendolo anche il riflesso, dall'insieme dei valori ottenuti con il sondaggio in verticale (bibl. 5). Quando il raggio riflesso è uno solo, il raggio diretto si ottiene dal valore medio E_d tra massimo e minimo del campo elettromagnetico risultante (fig. 5 *a*, *b*). Quando invece i raggi riflessi sono più d'uno, il campo diretto corrisponde al valor medio dei campi misurati lungo la verticale (fig. 5 *c*).

4. Aree di servizio.

Un gran numero di misure di campo elettromagnetico, sia nella gamma OM sia nelle gamme VHF e UHF, vengono effettuate allo scopo di determinare l'effettiva estensione delle aree di servizio dei trasmettitori, ossia di quelle zone ove la quasi totalità degli utenti può ricevere costantemente e con buone qualità il programma irradiato. Questi controlli servono per confermare le previsioni delle aree di servizio, fatte in sede di progettazione delle reti radiofoniche e televisive. Infatti le aree previste a volte non sono esattamente aderenti alla realtà, per il comportamento anomalo dell'impianto irradiante (controllo della potenza irradiata e del diagramma di direttività dell'antenna trasmittente come verrà detto più avanti), oppure perché le previsioni teoriche, costrette a schematizzare drasticamente la realtà, non tengono conto di tutte le cause che, in maniera multiforme, influenzano la ricezione delle onde radio. Inoltre il sorgere di

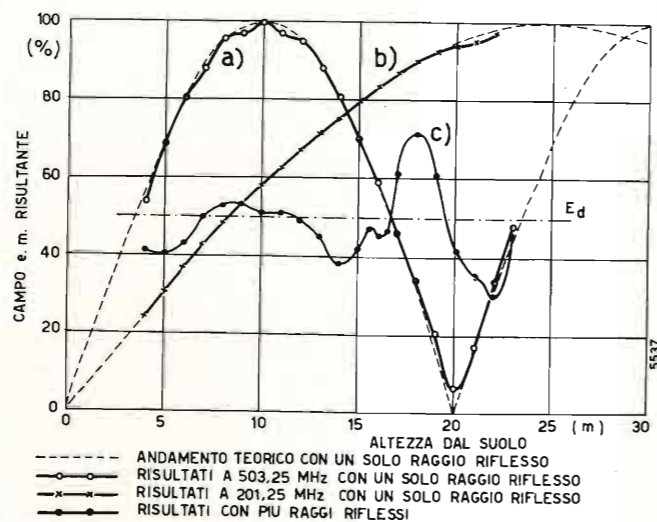



Fig. 5. — Esempi di variazione del campo elettromagnetico nelle gamme VHF e UHF in funzione dell'altezza dal suolo: il raggio diretto E_d viene separato dal raggio riflesso E_r, calcolando il valore medio tra il campo massimo ed il campo minimo (casi *a*, *b*); quando esistono riflessioni multiple (caso *c*), si determina il valore medio del campo alle diverse altezze.

Fig. 6. — Area di servizio diurna del trasmettitore OM di Milano 1 a 899 kHz - 600 kW.

nuove interferenze nel tempo può variare le condizioni di ricezione e quindi restringere l'area di servizio.

L'insieme dei risultati ottenuti con le misure eseguite per la determinazione delle aree di servizio dei trasmettitori radiofonici ad OM vengono riportati su una carta geografica e permettono di tracciare, mediante interpolazione, le curve isocampo fino ad un minimo di 0,5 mV/m (fig. 6). Queste curve naturalmente, per il metodo con cui vengono determinate, prescindono dall'effetto di ostacoli o impedimenti locali, così che esprimono il campo elettromagnetico che sarebbe misurato mediamente in ciascun punto della carta, in assenza di case, di linee elettriche, o di altri manufatti. Tutti questi ostacoli infatti, come già detto precedentemente, possono alterare, benché solo localmente, il valore del campo elettromagnetico. Anche se il risultato delle misure non tiene conto degli ostacoli e dei centri abitati, si deve però tener presente che la ricezione ne è fortemente influenzata. Infatti, mentre un valore dell'ordine di 1 mV/m, indicato sulla carta, è in genere sufficiente per assicurare in aperta campagna il servizio OM nelle ore diurne, sono necessari campi elettromagnetici di circa 5 mV/m per garantire lo stesso servizio nelle piccole città ed anche più di 50 mV/m nelle città grandi, come Milano. Ciò a causa dell'attenuazione di penetrazione degli edifici e per l'alto livello dei disturbi di origine industriale.

L'esempio riportato nella figura 6 è relativo all'area di servizio diurno di Milano 1 a 899 kHz. Questo canale è « esclusivo », ossia non è utilizzato da altri trasmettitori, italiani e stranieri, e pertanto l'area di servizio non è limitata da interferenze nelle ore diurne. Altri canali OM assegnati alla RAI vengono invece utilizzati da « gruppi sincronizzati », ossia da gruppi di trasmettitori che hanno la stessa frequenza, con la precisione di 1/100 di Hz, e che irradiano lo stesso programma. Le zone in cui due o più trasmettitori del gruppo arrivano con la stessa intensità o con intensità poco diverse, anche se di molto superiore a 0,5 mV/m, vengono dette « aree di confusione »; in tali zone il servizio non è possibile. Infatti l'area di servizio di ciascun trasmettitore del gruppo finisce là dove il campo utile non ha più un sufficiente rapporto di protezione (meno di 9 dB circa) rispetto al campo risultante degli altri trasmettitori dello stesso gruppo.

Nelle ore notturne poi, per effetto della propagazione ionosferica, sorgono nuove e numerose altre interferenze, sia dovute all'onda indiretta dello stesso trasmettitore utile, sia dovute ad altri trasmettitori dello stesso canale o dei canali laterali. L'intensità di queste interferenze, variabili continuamente nel tempo, viene misurata presso i Centri di Monza e di Sorrento col metodo statistico. Dai valori mediani e da altri valori della curva di distribuzione statistica è possibile prevedere (bibl. 6), con buona approssimazione, il campo elettromagnetico presente, per qualunque percentuale del tempo ed in qualunque punto del territorio italiano, in una sera media dell'anno. Dai valori dei segnali utili e dei segnali interferenti per una assegnata percentuale di tempo è possibile quindi calcolare l'estensione dell'area di servizio notturno di un qualunque trasmettitore italiano OM: quest'area sarà però in generale più piccola di quella diurna.

Le aree di servizio dei trasmettitori VHF e UHF vengono determinate con misure di campo elettromagnetico, sia con sondaggio orizzontale che verticale. Se il centro abitato è piccolo ed in posizione pianeggiante, basta conoscere il valore del campo alle varie

quote dal suolo nella zona circostante. Quando l'agglomerato urbano è più vasto oppure la disposizione orografica è più tormentata, sono necessarie misure al livello dei tetti, elaborate con metodo statistico. In tal caso la scelta dei punti di misura viene fatta in modo casuale, così da rappresentare tante aree equipopolate, gravitanti rispettivamente attorno a ciascun punto di misura (fig. 7). La scelta, fatta sulla carta topografica, deve essere indipendente dal criterio soggettivo dell'operatore e inoltre non deve tener conto a priori della direzione di provenienza del segnale e dell'andamento altimetrico della zona sotto controllo. Così facendo, è molto probabile che il valor medio del campo ottenuto sia vicino al campo medio reale. Una decisione a questo proposito, sulla validità del campionamento eseguito, viene presa con il « criterio del t di Student » (bibl. 7), calcolando l'« intervallo di fiducia » entro cui può stare il valor medio vero del segnale utile per un'assegnata probabilità. Se l'intervallo trovato è sufficientemente stretto (per esempio $\pm$ 3 dB per il 90% delle probabilità), le misure già effettuate sono sufficienti. Diversamente si eseguono altre misure fino a che i limiti di incertezza rientrano nelle variazioni ammesse. Raggiunte queste condizioni, si ritiene che il centro abitato appartiene all'area di servizio in esame, se il valor medio del campo misurato risulta superiore al valore del campo minimo ammissibile.

5. Misure su antenne.

Le esigenze del servizio radiotelevisivo richiedono spesso speciali controlli sulle antenne, sia per verificare, il guadagno e la direttività di semplici antenne a cor-

Fig. 7. — Scelta dei punti di misura per la determinazione dell'area di servizio di un trasmettitore TV: suddivisione del centro abitato in aree equipopolate.

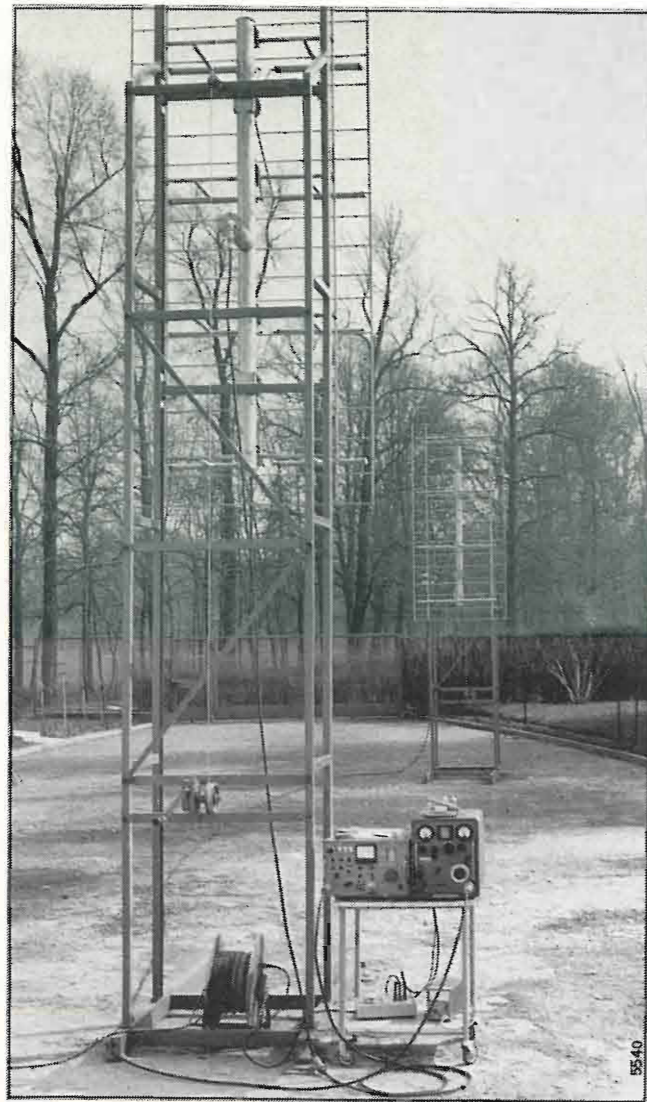



Fig. 8. — Impianto usato per la misura del guadagno delle antenne con « metodo assoluto » presso il Centro di Controllo di Monza. Si osservi la possibilità di variare l'altezza delle due antenne dal suolo.

tina, come i pannelli a 4 e a 8 dipoli, sia per lo studio, la messa a punto ed il controllo di speciali sistemi irradianti, composti in genere da più antenne semplici, disposte con geometria opportuna ed alimentate con opportune fasi ed ampiezze, in modo da ottenere il diagramma di irradiazione desiderato. Tutte queste prove possono essere fatte presso il Centro di Controllo di Monza, grazie alle caratteristiche favorevoli del terreno circostante, utilizzando una speciale attrezzatura di cui esso è fornito.

Il guadagno delle antenne nelle gamme VHF e UHF viene solitamente determinato con il cosiddetto « metodo assoluto » (bibl. 8). A questo proposito due antenne identiche, del tipo da misurare, vengono disposte su due appositi sostegni (fig. 8) alla distanza di circa 10 ÷ 20 metri, a seconda della frequenza. Le due antenne affacciate possono essere posizionate con i loro centri elettrici a diverse altezze dal suolo e funzionano l'una come trasmittente e l'altra come ricevente (fig. 9). Il valor medio geometrico del guadagno assoluto delle antenne in prova si ottiene con la seguente formula:

$$G_0 = \frac{4\pi d}{\lambda} \cdot \frac{P_r}{P_t}$$

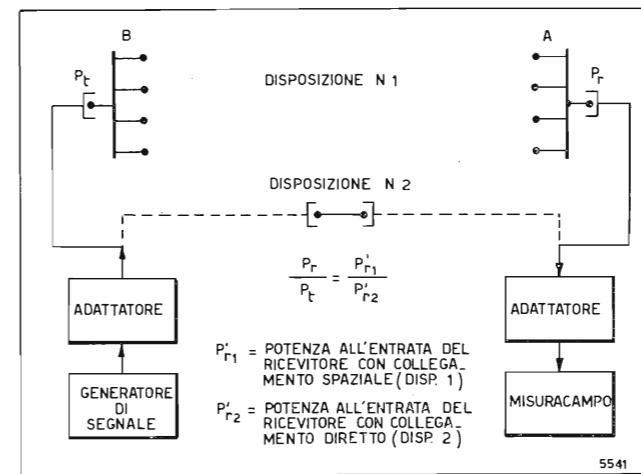



Fig. 9. — Schema a blocchi degli apparati usati per la misura del guadagno di antenna.

ove G_0 è il guadagno in potenza rispetto all'antenna isotropa;

d è la distanza tra i centri elettrici delle due antenne;

λ è la lunghezza d'onda;

P_r è la potenza ricevuta dall'antenna A;

P_t è la potenza trasmessa dall'antenna B.

Invece di misurare i singoli valori assoluti di P_r e P_t, per ridurre le cause di errore si determina il valore P_r/P_t, misurando il rapporto tra la potenza ricevuta nelle due disposizioni dello schema della figura 9. La possibilità di variare l'altezza delle due antenne dal suolo permette inoltre di tener conto in ricezione soltanto del raggio dell'onda diretta e di trascurare eventuali raggi riflessi o diffratti, consentendo una notevole precisione delle misure ($\pm$ 0,2 dB), come si può vedere dall'esempio riportato in figura 10.

La determinazione dei diagrammi di irradiazione orizzontale di antenne in prova viene effettuata utilizzando il traliccio visibile nella figura 11. Questo traliccio, posto alla distanza di circa 200 m dal Centro di Controllo, in un'area libera da ostacoli, è costituito da una piattaforma di base quadrata, avente 4 m di lato, che sostiene, all'altezza di 6 m dal suolo, un corpo centrale ruotante, su cui possono essere montati spezzoni di torre di lato 4 × 4 m, 2 × 2 m, 1,2 × 1,2 m, tutti di 4 m di altezza. Su questi spezzoni di torre

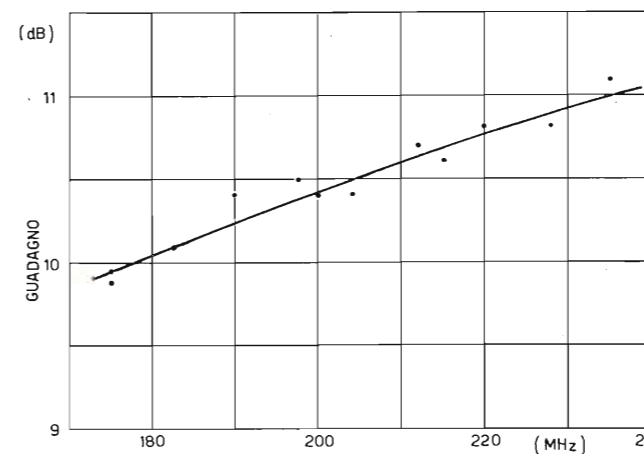



Fig. 10. — Risultati della misura del guadagno di un'antenna (Siemens banda III a 8 dipoli) in funzione della frequenza.

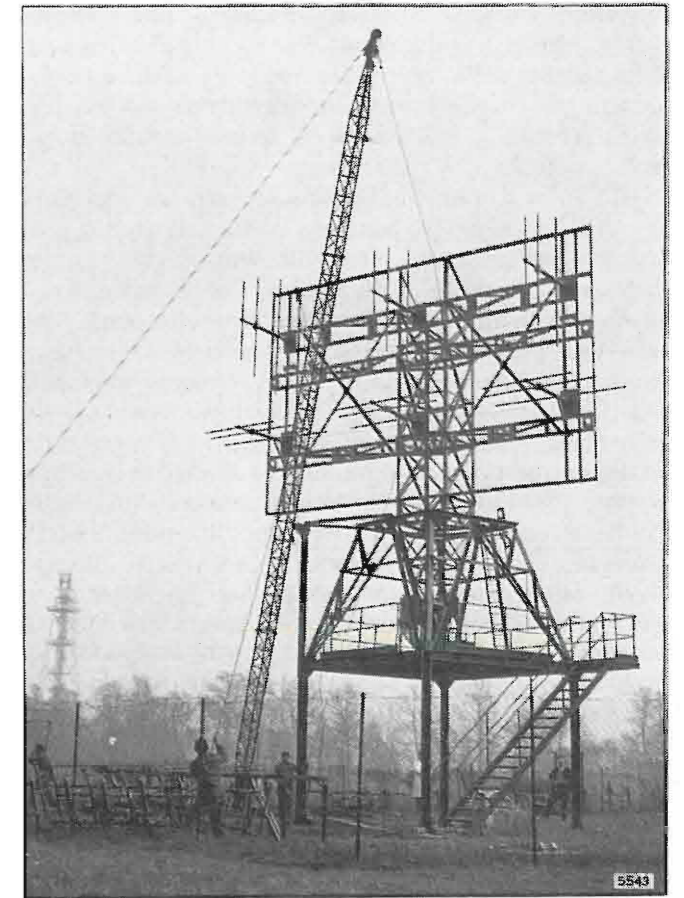



Fig. 11. — Traliccio usato per la determinazione dei diagrammi orizzontali di antenne e paranco d'installazione.

vengono collocate le antenne in prova, in modo da realizzare condizioni del tutto simili a quelli di effettivo esercizio sulle torri RAI. Le antenne sono alimentate dal Centro attraverso un cavo coassiale interrato ed irradiano un segnale che viene ricevuto da una antenna fissa, posta sul terrazzo del Centro e collegata da una antenna fissa, posta sul terrazzo del Centro e collegata a un misuracampo. La rotazione della torre viene comandata dal locale ove sono fatte le misure e la sua posizione angolare viene trasmessa con un trasduttore a « selsyn ». La tensione continua in uscita dal misuratore, proporzionale al campo elettromagnetico ricevuto dalle antenne in prova, come indicato nella figura 12, viene inviata ad un registratore

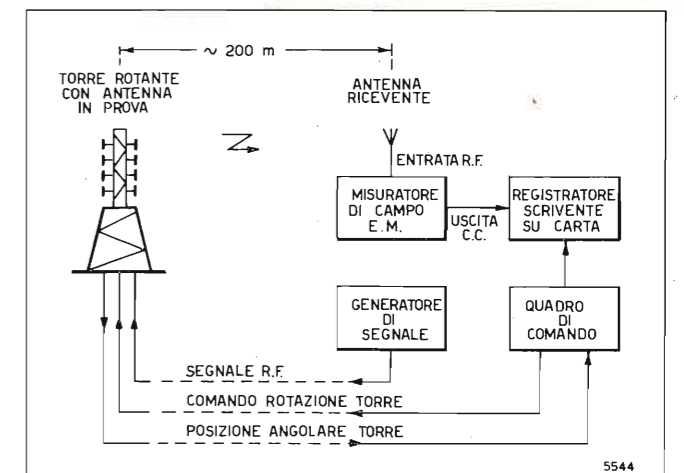



Fig. 12. — Schema dell'impianto usato per il tracciamento automatico dei diagrammi orizzontali di antenne.

scrivente su nastro di carta. Su questo nastro risulta così tracciato, in maniera automatica su assi cartesiani, il diagramma delle antenne, tarato sull'asse delle ascisse dagli impulsi di riferimento angolare inviati dal trasduttore « selsyn » e sull'asse delle ordinate dalla stessa scala graduata del misuracampo (fig. 13).

Il Centro di Controllo di Monza, oltre ad effettuare prove di controllo su antenne in fase di studio e di progetto, esegue anche misure di campo elettromagnetico per determinare il diagramma di irradiazione e il guadagno di antenne già collaudate sulle torri RAI nella loro posizione definitiva di esercizio. Questi collaudi, nelle gamme VHF e UHF, vengono effettuati con il metodo del sondaggio in verticale e richiedono un'oculata scelta dei punti di misura. È necessario infatti in questi casi determinare esattamente il campo diretto, per risalire da questo alla potenza equivalente irradiata dall'antenna nelle varie direzioni (ERP, Equivalent Radiated Power). Le misure devono perciò essere eseguite in punti liberi da ostacoli, e possibilmente con un'ampia area aperta tra località trasmittente e ricevente. Nella figura 14 è riportato, a titolo esemplificativo, un diagramma sperimentale nel piano orizzontale e verticale, ottenuto su un'antenna in esercizio.

6. Misura dei campi elettromagnetici variabili nel tempo.

I campi elettromagnetici dipendono dal mezzo trasmissivo interposto tra punto trasmittente e punto ricevente. Questo mezzo, che si può ritenere uniforme e stabile per piccole distanze, presenta invece per grandi distanze, considerevoli variazioni nel tempo, soprattutto quando il percorso interessato va oltre l'orizzonte ottico. In questi casi la misura del campo elettromagnetico, fatta in un breve periodo di tempo, con sondaggio, sia orizzontale, sia verticale, ha poco significato. La misura può avere significato soltanto come rilevazione statistica in un arco di tempo sufficientemente lungo, in modo che si possano verificare tutte le cause di variazione del fenomeno in esame. Ad esempio, per rilevare eventuali variazioni stagionali della propagazione su un determinato collegamento, il periodo di indagine deve durare almeno un anno.

Gli scopi principali delle misure a lungo termine sono i seguenti:

— lo studio della stabilità dei segnali utili da ritrasmettere con un ripetitore, al fine di determinare la massima percentuale di tempo (per esempio 99%) durante la quale questi segnali non scendono al di sotto del minimo valore ammissibile per una ritrasmissione di qualità;

— il controllo dell'intensità dei segnali di stazioni italiane e straniere interferenti, in particolari condizioni della propagazione ionosferica o troposferica, nelle aree di servizio dei trasmettitori della RAI, al fine di determinare la minima percentuale di tempo (1%, 5%, ecc.) in cui questi segnali superano il massimo valore consentito per la protezione dell'area di servizio;

— lo studio della propagazione nelle diverse bande, allo scopo di tracciare le curve di propagazione in funzione della distanza e di altri parametri, da utilizzarsi per la pianificazione delle reti radiotelevisive (bibl. 9).

Per gli scopi sopraddetti vengono effettuate misure in diversi punti del territorio italiano. I punti di misura (fig. 15) non sono generalmente presidiati da personale tecnico ed i rilevamenti vengono effettuati automaticamente con continuità dalle apparecchiature installate. L'alimentazione viene ottenuta, ove possibile, dalle linee di energia elettrica a 50 Hz, oppure da batterie di pile in c.c. L'antenna ricevente del complesso di misura deve avere un particolare guadagno e direttività per ricevere, in speciali casi, segnali anche molto deboli, discriminandoli da altri iso-frequenza, provenienti da diverse direzioni. Il ricevitore ha caratteristiche simili a quelle di un misuratore di campo, avente però una sintonia fissa controllata a quarzo. Il registratore deve essere capace di conservare, sotto forma analogica oppure numerica, le variazioni del segnale ricevuto in funzione del tempo.

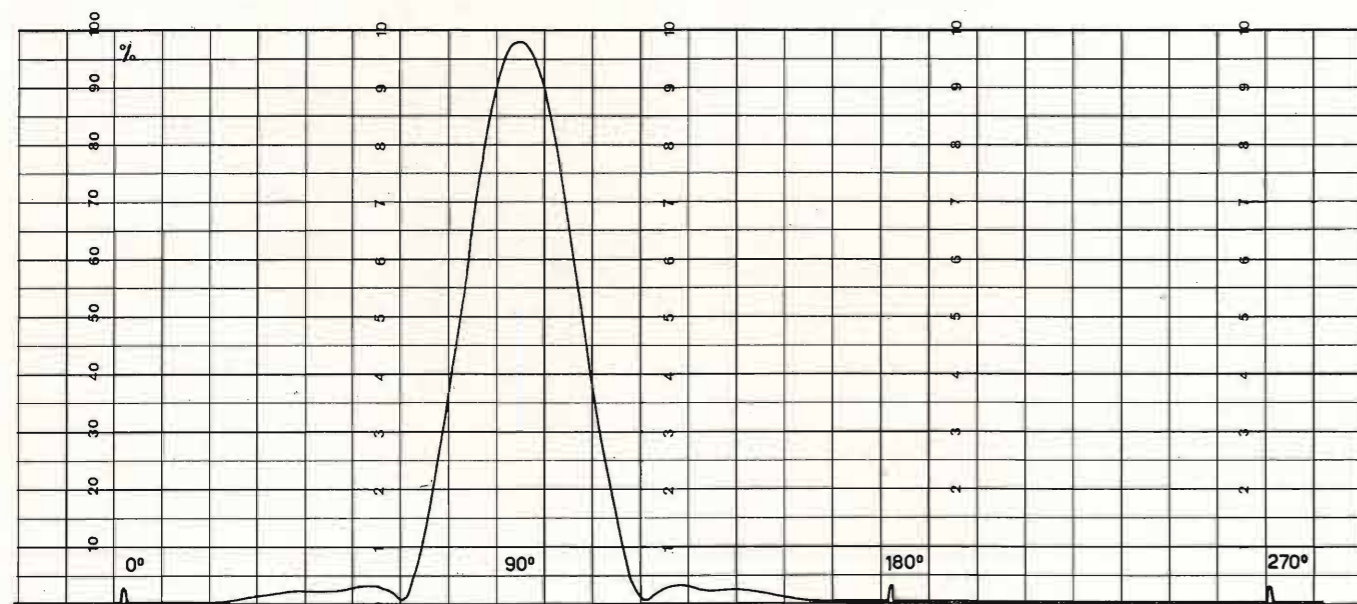



Fig. 13. — Esempio di diagramma orizzontale di antenne tracciato presso il Centro di Controllo di Monza: antenna ricevente FM progettata per il Centro Sussidiario di Sorrento (polarizzazione orizzontale, f = 92 MHz).

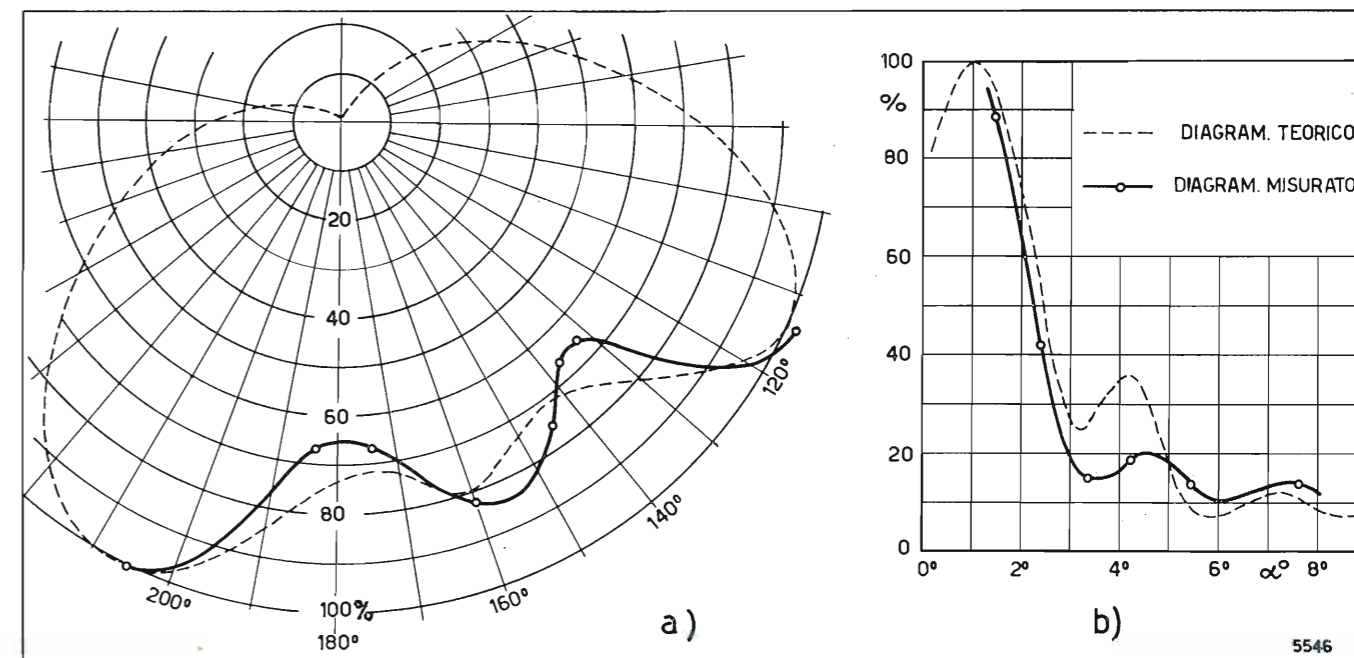



Fig. 14. — Esempio di diagramma orizzontale a) e verticale b) di un'antenna in esercizio (misure eseguite sull'antenna TV UHF del ripetitore di Monte Erice: al livello 100 % corrisponde, su scala lineare, il campo di 10,9 mV/m alla distanza di 19,3 km).

Fig. 15. — Installazione per misure di campo elettromagnetico a lungo termine (Marina di Campo, Isola d'Elba). Si noti la cassa stagna per la custodia dell'impianto riceregistratore.

La registrazione analogica con pennino scrivente ad inchiostro, usata nella maggior parte dei casi, ha come supporto i rotoli di carta diagrammata; la registrazione numerica, impiegando un convertitore analogico-numerico ed un perforatore di nastro, ha come supporto le bande di nastro perforato.

La taratura del complesso riceregistratore viene fatta periodicamente dal personale del Centro di Controllo, mediante un generatore campione posto all'entrata del ricevitore di misura, allo scopo di evidenziare il corretto funzionamento dell'apparato e di fornire la corrispondenza tra le indicazioni del registratore e le tensioni RF all'entrata del ricevitore o il campo elettromagnetico in cui si trova l'antenna ricevente (taratura in tensione o in campo elettromagnetico).

In ogni caso il risultato finale dell'elaborazione statistica si presenta nella forma di una curva di distribuzione avente sulle ascisse le percentuali di tempo (in scala gaussiana) e sulle ordinate i livelli di campo superati per le stesse percentuali (fig. 16). L'analisi delle registrazioni viene effettuata manualmente, se i dati sono in forma analogica su nastro di carta, oppure mediante elaboratore elettronico, se i dati sono in forma numerica. In questo secondo caso sono possibili anche elaborazioni più complesse di quelle relative alla semplice curva di distribuzione statistica dei livelli, come la distribuzione del rapporto di due grandezze (per esempio audio e video di un trasmettitore TV), la correlazione di segnali contemporanei, lo studio del « diversity » di spazio e di frequenza, ecc.

Le misure dei campi elettromagnetici variabili nel tempo intese come controlli dell'efficienza tecnica degli impianti trasmittenti e delle intensità dei segnali interferenti, sono il più valido mezzo per verificare nel corso del tempo la copertura del servizio radiotelevisivo. Inoltre soltanto con questo tipo di misura è possibile studiare la propagazione nelle diverse bande e quindi prevedere i livelli dei segnali interferenti di nuovi impianti trasmittenti. Il pericolo di nuove interferenze si è infatti accresciuto negli ultimi tempi, con l'estensione

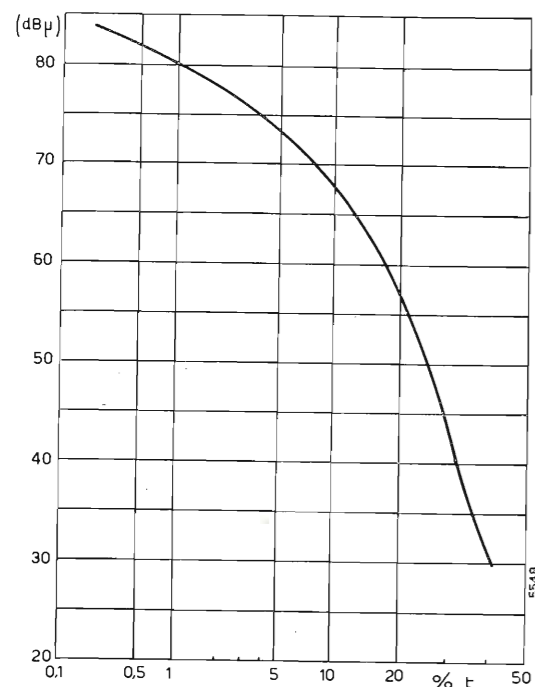



Fig. 16. — Esempio di curva di distribuzione statistica del campo elettromagnetico in funzione della percentuale del tempo di registrazione: trasmettitore video di Gambarie a 511,25 MHz registrato a Minori nel periodo agosto 1968-agosto 1971.

delle reti televisive in tutti i paesi del bacino mediterraneo: Spagna, Algeria, Tunisia, Libia, Grecia e Jugoslavia. Per questi motivi il Centro di Controllo della RAI è sempre più impegnato a svolgere registrazioni di campo a lungo termine nei vari punti delle coste italiane per la difesa delle aree di servizio dei trasmettitori nazionali. (1538)

BIBLIOGRAFIA

1. - GENTILE G.: *Il Centro di Controllo della RAI.* « Elettronica e Telecomunicazioni » n. 5, 1972, pag. 163.

2. - VISIN CAGLIANO L.: *Ascolti e misure di frequenza al Centro di Controllo della RAI.* « Elettronica e Telecomunicazioni » n. 6, 1972, pag. 211.

3. - N.A.B.: Engineering Handbook. Sect. 2; Part 9. McGraw Hill.

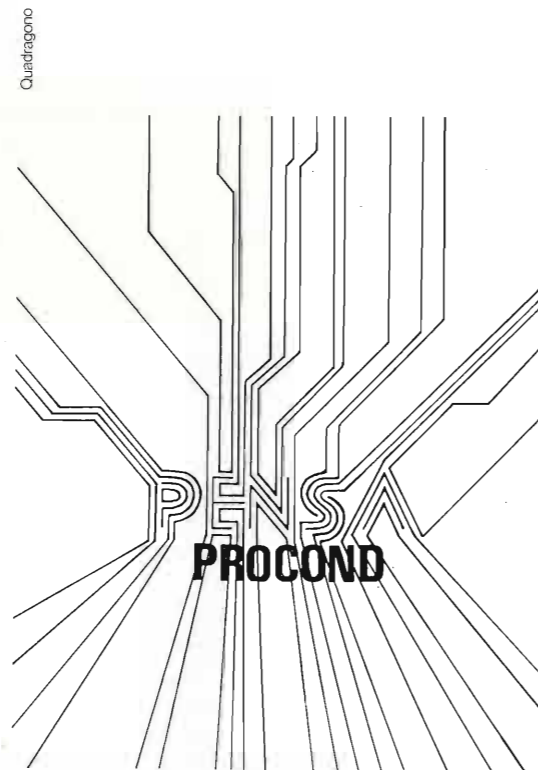
4. - MUSSETTO I., RICCARDI M.: *Distribuzione nelle zone urbane dei campi elettromagnetici di trasmettitori ad onde metriche per MF.* « Elettronica e Telecomunicazioni » n. 3, 1971, pag. 87.

5. - GENTILE G.: *Mesures de champ aux fréquences supérieures à 30 MHz - Méthode appliquée par le Centre de Controle de la RAI à Monza.* « Revue de l'UER », n. 97, giugno 1966.

6. - CCIR: *Prévision de l'intensité de champ de l'onde de espace et de l'affaiblissement de propagation pour les fréquences comprises entre 150 e 1500 kHz.* Rapport 264-1; Documents de la XI[e] Assemblée Plénière, Oslo 1966.

7. - SPIEGEL M. R.: *Statistics - Theory and Problems.* Schaum's Outline Series. McGraw Hill; pagg. 135-137.

8. - KRAUSS J. D.: *Antennas.* McGraw Hill; pagg. 453-457.

9. - RICCARDI M., RODINÒ DI MIGLIONE F.: *Propagation des ondes décimétriques à grande distance sur la Mediterranée.* « Revue de l'UER » n. 127, giugno 1971.

TECNICA DELLA COMMUTAZIONE TELEFONICA A DIVISIONE DI TEMPO

ARNALDO VICENTINI (*)

SOMMARIO — Viene descritto l'impiego della multiplazione a divisione di tempo nella commutazione telefonica, i suoi vantaggi ed i modi con cui può essere realizzata. Accenni sono fatti alla trasmissione analogica (PAM) o in codice (PCM) nella commutazione a divisione di tempo. Particolare rilievo è dato al PAM bidirezionale ed efficiente con trasferimento risonante.

SUMMARY — ***Time-Division Multiplex in telephone switching.*** *Time-division multiplexing techniques in telephone switching, its advantages and the various solutions that can be realized are described. PAM (analog Pulse-Amplitude-Modulation) or PCM (digital Pulse-Code-Modulation) transmission techniques are mentioned, with special concern to the reciprocity and efficiency in resonant transfer PAM.*

L'introduzione dell'elettronica nella commutazione telefonica ha reso possibile operare a velocità di gran lunga superiori a quelle permesse dagli organi elettromeccanici aprendo la via alla realizzazione di centrali in cui tanto gli organi di comando quanto gli organi di connessione della rete telefonica funzionano a « divisione di tempo ».

1. Cos'é la divisione di tempo?

In senso lato, il funzionamento a divisione di tempo è svolto da un solo organo che soddisfa alle richieste di più utenti, servendo ognuno di essi in successione temporale. Il numero di utenti che l'organo può servire dipende dalla velocità con cui l'organo è in grado di svolgere il servizio. In questo ambito vanno considerati i calcolatori a più terminali (funzionanti in « time sharing » ossia letteralmente a divisione di tempo), i « comandi centralizzati » delle centrali telefoniche a divisione di spazio e così via. Anche l'impiegato allo sportello d'un ufficio lavora in senso lato a divisione di tempo.

In senso stretto però, nel nostro caso, per divisione di tempo si intende un'altra cosa, e precisamente che gli utenti non vengono soddisfatti « globalmente » uno alla volta, ma vengono trattati uno alla volta in operazioni elementari e così rapide da lasciare ad essi l'impressione della continuità, e contemporaneità del servizio. L'impiegato dell'esempio precedente lavorerebbe in senso stretto a divisione di tempo se controllasse contemporaneamente più sportelli passando dall'uno all'altro e lavorando così rapidamente da dare l'impressione della sua presenza continua ad ogni sportello.

Tornando al campo telefonico per fissare le idee, una conversazione tra due utenti avviene su una ben determinata via fisica loro assegnata. Questa, oltre al doppino telefonico, comprende il percorso che va dall'attacco d'utente nella centrale del chiamante a quello del chiamato nella stessa o in altra centrale.

Una centrale può esser fatta in modo da assegnare, per tutto il tempo della conversazione, quella via solo a quella coppia di utenti. In tal caso lo svolgimento di traffico di più conversazioni contemporanee avviene necessariamente a « divisione di spazio », cioè attraverso altrettante vie fisiche interne alla centrale o comprendenti tratti di giunzione tra centrale e centrale.

In altri casi la stessa via fisica serve a più conversazioni contemporanee pur restando queste fonicamente ben separate in modo che ogni coppia di utenti mutuamente collegati ha l'impressione che la via fisica loro assegnata sia tutta per essi. Allora la via è multiplata e si chiamerà semplicemente « multiplo ».

La separazione fonica delle varie conversazioni sullo stesso multiplo è possibile in due modi:

— a divisione di frequenza, indicata con FDM ossia Frequency Division Multiplex [1];

— a divisione di tempo, indicata con TDM ossia Time Division Multiplex.

L'*FDM* detta anche *a frequenze vettrici* si basa sul fatto che la comprensione della parola è del tutto soddisfacente anche se la banda trasmessa per ciascuna conversazione è limitata fra 300 e 3400 Hz (banda telefonica). La via fisica utilizzata (linea, cavo, ponte radio, ecc.) è in grado di trasmettere frequenze molto più elevate in una banda molte volte più vasta della banda telefonica. Allora con i segnali provenienti da ciascuna conversazione, filtrati nella suddetta banda telefonica, vengono modulate (per esempio in ampiezza a banda laterale singola) altrettante onde portanti aventi frequenze molto più alte di quelle telefoniche (decine o centinaia di kHz od anche più, secondo la natura della via fisica utilizzata per la trasmissione). Ogni onda portante deve essere diversa dalle altre con uno scarto di frequenza superiore alla banda telefonica. Tale scarto è stato fissato in 4 kHz. Alla ricezione opportuni demodulatori separano le singole conversazioni.

(*) Dott. ing. Arnaldo Vicentini, della Soc. It. Telecomunicazioni Siemens, Milano.

Testo pervenuto il 15 settembre 1972.

(1) Nei sistemi FDM vanno compresi anche quei sistemi in cui la divisione non è propriamente in funzioni sinusoidali ma in funzioni ortogonali qualsiasi (quali ad esempio le funzioni di Walsh).

Il grado di « multiplazione » della via fisica di trasmissione è dato dal rapporto fra l'intera banda utilizzata (che la via deve essere in grado di trasmettere correttamente) e la banda lorda (4 kHz) assegnata ad ogni conversazione.

Nel secondo caso (TDM) la via fisica usata per la trasmissione viene assegnata periodicamente per una brevissima porzione di tempo (per esempio 1,5 μs) ad un ritmo sufficientemente alto (per esempio 8 kHz) ad una coppia di utenti. Ossia il segnale di quella conversazione non viene trasmesso in continuità ma per « campioni » (« samples ») di brevissima durata (dell'ordine del microsecondo), prelevati ripetutamente su tale segnale ad una « frequenza di campionamento » (« sampling rate ») almeno doppia di quella massima che si vuole trasmettere (²) (per esempio 8.000 volte al secondo per poter trasmettere la banda telefonica).

La via resta quindi libera fra un campione e quello successivo della stessa conversazione. In tale intervallo si possono inserire, con lo stesso metodo, numerose altre conversazioni. Il grado di « multiplazione » della via di trasmissione è il rapporto fra l'intervallo T esistente tra due campioni consecutivi della stessa conversazione ($T = 1/8000$ s $= 125$ μs) e il tempo lordo (chiamato anche « fase temporale » o « time slot ») in cui la via resta assegnata per trasmettere un campione (per esempio 2,5 μs; perciò, nel caso dell'esempio considerato, si possono effettuare un massimo di $m = 125/2{,}5 = 50$ conversazioni contemporanee).

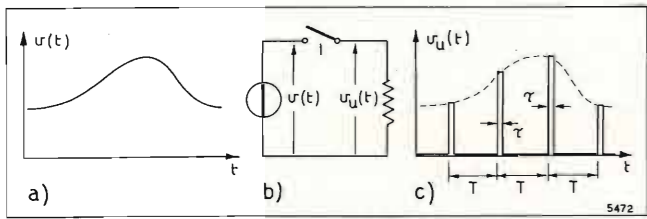
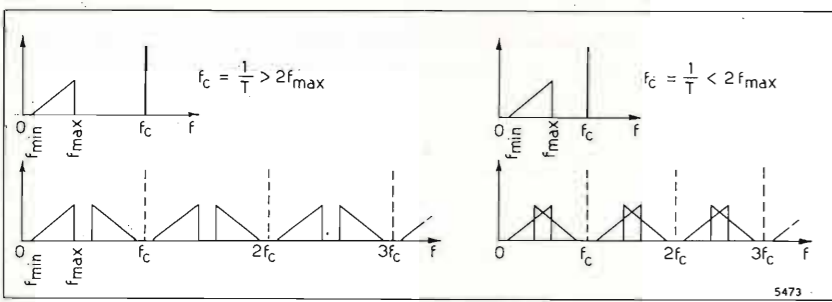



Fig. 1. — *a)* Segnale da trasmettere; *b)* circuito di campionamento; *c)* segnale da trasmettere campionato.

In figura 1 è schematizzato un processo di campionamento ottenuto « tastando » la tensione $v(t)$, che è il segnale da campionare, mediante l'interruttore I (elettronico) che si chiude periodicamente (con periodo T di 125 μs) per un intervallo di tempo τ dell'ordine del microsecondo. La tensione sul carico $v_u(t)$ sarà la tensione campionata.

Lo spettro di un segnale così campionato è costituito (Appendice 1) da infinite bande, larghe ciascuna quanto la banda del segnale da campionare e ad essa simili. Tali bande sono piazzate a coppie simmetricamente rispetto ai multipli della frequenza di campionamento $f_c = 1/T$ (i quali invece non sono presenti nello spettro del segnale campionato). Ciò è illustrato in figura 2 ove, nella riga superiore, è rappresentato lo spettro del segnale da campionare che è compreso fra f_{min} ed f_{max} (nel caso della banda telefonica $f_{min} =$ 300 Hz, $f_{max} = 3400$ Hz) e la frequenza di campionamento f_c. Invece nella riga inferiore è rappresentato lo spettro del segnale campionato.

Nella figura 2 sono rappresentati due casi, a sinistra quello in cui $f_c > 2 f_{max}$ (per esempio: $f_c = 8$ kHz); a destra quello in cui $f_c < 2 f_{max}$. Si vede che in questo secondo caso, le varie bande localizzate intorno ad nf_c si sovrappongono parzialmente ed in particolare la banda inferiore di f_c si sovrappone in parte con la banda del segnale non campionato. Perciò, mentre nel primo caso dal segnale campionato si può separare, con un semplice filtro passa basso con taglio a $f_c/2$, il segnale originale, ciò non è possibile senza subire distorsioni nel secondo caso. Per evitare tali distorsioni occorre filtrare in passa basso con taglio $f_c/2$ il segnale originale (il che equivale a ridurre f_{max} ossia a portarci nella prima condizione $f_{max} \leqslant f_c/2$).

Pertanto il segnale di un utente trasmesso col metodo TDM deve essere filtrato in passa basso con taglio a frequenza metà di quella di campionamento prima di essere avviato al « multiplo »; dal segnale campionato presente sul multiplo si ricava il segnale da inviare all'utente mediante analogo filtro passa basso.

Nella figura 3 è schematizzato un sistema TDM in cui il multiplo è chiamato anche « autostrada ». Il collegamento dell'utente U_h con l'utente U_k avviene chiudendo in sincronismo i rispettivi interruttori I_h ed I_k per il brevissimo intervallo di tempo τ (per esempio: 1,5 μs) contenuto nella cosiddetta « fase temporale » (o time slot); la durata di quest'ultima è di poco maggiore (per esempio: 2,5 μs) della durata τ (fig. 1) di ciascun campione.

Siano m le fasi temporali disponibili (50 nell'esempio precedente) ed n il numero di utenti che possono essere collegati al multiplo. Se $n/2 = m$ il collegamento fra una coppia qualsiasi di utenti non già impegnati è ovviamente sempre possibile ma in tal caso il multiplo è male utilizzato e resterà a riposo per una elevata percentuale del tempo. Poiché è statisticamente prevedibile che il numero delle conversazioni contemporaneamente richieste sia notevolmente inferiore a $n/2$ si possono collegare al multiplo un numero di utenti n molto maggiore di $2m$. In tal caso la comunicazione fra due utenti è possibile e realizzata automaticamente tutte le volte che il comando degli interruttori I è in grado di assegnare una qualsiasi fase temporale disponibile all'utente richiedente

(²) Secondo un noto teorema di Shannon per conoscere completamente un segnale che occupa una banda limitata di frequenze è sufficiente conoscere i valori ad intervalli regolari di tempo ad un ritmo almeno doppio della massima frequenza contenuta nello spettro del segnale.

Fig. 2. — *Sopra:* spettro del segnale da trasmettere e frequenza di campionamento; *sotto:* contenuto spettrale del segnale da trasmettere campionato; *a sinistra:* nel caso $f_c > 2 f_{max}$; *a destra:* nel caso $f_c < 2 f_{max}$.

Fig. 3. — Schema semplificato di un sistema di multiplazione a divisione di tempo (TDM). F_1, F_2, ..., F_n sono i filtri passa basso di utente; I_1, I_2, ..., I_n, sono gli interruttori elettronici.

e all'utente richiesto. Ciò si esprime dicendo che è realizzata una concentrazione di n utenti su m canali in « fascio perfetto ».

2. Perché la divisione di tempo nella commutazione?

Ogni nuova tecnica viene inesorabilmente ignorata dall'industria se non è almeno competitiva con quelle già affermate. In realtà si ha motivo di pensare che la tecnica della commutazione telefonica a divisione di tempo sia vantaggiosa rispetto ad ogni tecnica a divisione di spazio fino ad ora nota. I motivi di questo vantaggio sono numerosi e consistenti. Accenniamo ai più salienti.

— Nessuna centrale di commutazione si presta meglio d'una centrale a divisione di tempo ad essere realizzata completamente con tecnica elettronica. Ciò consente un'ingente riduzione d'ingombro. Inoltre il costo dei semiconduttori è destinato ad una continua diminuzione. Il risultato sarà di avere centrali economiche e ad alta affidabilità, tipica dei sistemi a semiconduttori.

— Lo svolgimento degli usuali compiti della centrale è estremamente facilitato (si pensi, ad esempio, all'invio dei toni di centrale o alla ricezione della selezione multifrequenza; generatore dei toni e ricevitori di cifre di selezione accedono al multiplo come un qualsiasi attacco d'utente). La duttilità del sistema risolve economicamente i problemi di tassazione e documentazione, ecc., facilita e migliora lo svolgimento dei servizi e agevola il controllo automatico dell'intera centrale.

— Il costo del multiplo è ripartito sul numero di canali che costituisce il suo grado di molteplicità. Ciò non sarebbe ancora un vantaggio se l'accesso al multiplo fosse consentito a scapito della semplicità dell'interfaccia con la linea d'utente. È per questo motivo, cioè in conseguenza della complessità dell'interfaccia, che il multiplo a divisione di frequenza (FDM) non è altrettanto economico in commutazione quanto il multiplo TDM.

— La prevedibile estensione della trasmissione telefonica a divisione di tempo in codice (Pulse Code Modulation PCM) gioca a grande favore della commutazione TDM in quanto viene ridotta l'interfaccia tra il multiplo della centrale di commutazione e la giunzione PCM quando le frequenze di campionamento della centrale di commutazione siano le stesse dei sistemi di trasmissione PCM. Si prospettano pertanto con probabilità vaste reti integrate funzionanti interamente a divisione di tempo.

3. Come funziona un sistema a divisione di tempo.

In figura 4 è rappresentato lo schema a blocchi di un sistema TDM. Questo consta di 3 blocchi fondamentali:

— un generatore dei tempi (« Timer ») T;

— un elaboratore (« Central Processor ») CP;

— una rete di connessione RC (comprendente il multiplo e gli interruttori elettronici I).

Alla rete di connessione RC arrivano tutte le linee che collegano la centrale al mondo esterno.

Tre sistemi di fili che portano segnali logici a divisione di tempo uniscono RC all'elaboratore CP; essi sono:

— le « autostrade dei comandi » (che portano messaggi da CP ad RC);

— le « autostrade delle risposte » (che portano messaggi da RC a CP).

— Le « vie d'indirizzo » (che portano una configurazione logica che identifica l'organo cui i messaggi delle autostrade logiche dei comandi e delle risposte si riferiscono).

Le funzioni svolte dalla centrale sono di due tipi. Essa infatti:

— accetta tempestivamente le richieste di servizio scandendo (a divisione di tempo) tutti gli utenti;

— soddisfa gli utenti richiedenti eseguendo (a divisione di tempo) il servizio.

Trattiamo diffusamente un esempio per chiarire il funzionamento di un sistema TDM.

Supponiamo che si tratti d'una centrale di commutazione telefonica a 500 numeri. Si può pensare che una cinquantina di vie di connessione per conversazioni contemporanee sia sufficiente a soddisfare ogni esigenza di traffico. Questo è svolto da un multiplo TDM (« l'autostrada fonica costituita per esempio dal multiplo di figura 3) sul quale viaggiano i campioni delle singole conversazioni prelevati alla frequenza di 8 kHz, ossia ogni 125 μs; la durata della fase temporale

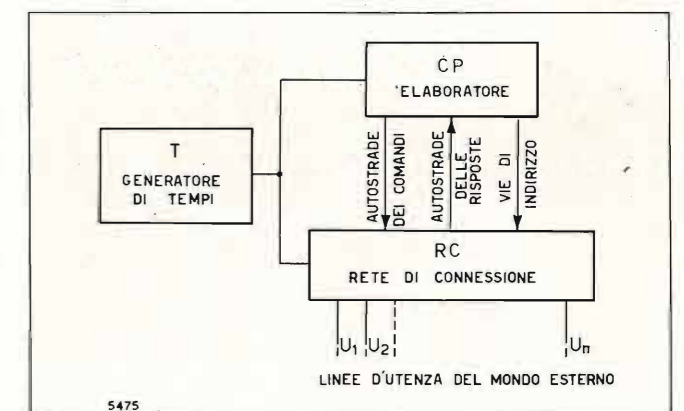



Fig. 4. — Schema dei blocchi principali che formano un sistema TDM.

risulta pertanto di 125 : 50 = 2,5 μs. Il tempo di effettivo collegamento tra due utenti può essere di 1,5 μs lasciando 1 μs di margine tra un collegamento in una fase temporale e quello di un'altra coppia d'utenti nella fase successiva.

Il generatore dei tempi T invia alla rete di connessione RC e all'elaboratore CP la frequenza di 8 · 50 = 400 kHz. In CP un contatore a 50 stati crea le fasi temporali. Una fase temporale viene contata da un altro contatore a 500 strati creando una configurazione logica diversa per ogni stato sui 9 fili che costituiscono le vie di indirizzo ($2^9 = 512$). Chiamiamo la fase in cui questo accade « fase di scansione primaria » per il motivo che vedremo presto.

Nella rete di connessione le 500 possibili configurazioni delle 9 vie d'indirizzo sono « decodificate » (cioè interpretate) come altrettante abilitazioni (vuoi all'invio di messaggi da RC a CP vuoi all'accettare in RC un comando da CP) per ciascuno degli altrettanti attacchi d'utente (ossia costituiscono l'indirizzo degli attacchi espresso col loro numero d'ordine scritto in forma binaria). Sicché almeno una volta ogni 500 × 125 μs = 62,5 ms viene interrogato ciascun attacco.

Supponiamo ora che un utente intenda fare una telefonata dall'apparecchio numerato 318. Egli solleva il microtelefono facendo circolare una corrente continua sul proprio doppino. Un apposito sensore collocato nell'attacco 318 rileva questo fatto e lo trasforma in un messaggio logico da inviare da RC a CP su una delle autostrade delle risposte. La decodifica dell'indirizzo 318 abilita il messaggio a partire solo quando sulle vie d'indirizzo è scritto in forma binaria il numero d'utente 318.

Autocommutatore TDM « IBIS 300 ».

L'elaboratore è così avvertito dell'intenzione del 318 di iniziare una conversazione con un ritardo massimo di 62,5 ms (il tempo medio di sollevare il microtelefono e portarlo all'orecchio è di oltre un secondo). In ciò consiste la « scansione primaria » che attua la prima funzione della centrale, quella di accettare tempestivamente le richieste di servizio.

A questo punto CP trascrive l'indirizzo dell'utente con microtelefono sollevato in una casella di una memoria M situata nello stesso elaboratore dalla quale lo ricopia sulle vie d'indirizzo associate ad M in una delle altre 49 fasi temporali (sempreché in M non sia scritto lo stesso numero in altra casella). Adesso il numero del chiamante è scandito una volta ogni 125 μs nella fase temporale assegnatagli ed inizia così ad attuarsi la seconda funzione della centrale, quella di soddisfare gli utenti richiedenti eseguendo il servizio desiderato.

L'elaboratore prende ora la decisione di inviare il tono di centrale all'utente 318 nel modo seguente: attraverso una delle autostrade dei comandi associati alla memoria M l'elaboratore manda l'ordine di chiusura dell'attacco d'utente sull'autostrada fonica nella fase in cui le vie d'indirizzo di M portano il numero 318. Lo stesso ordine e nella stessa fase viene inviato, su opportuna autostrada di comando, al generatore dei toni. Questo ordine è eseguito nel tempo di 1,5 μs (all'interno dei 2,5 μs della fase in questione), tempo che è inviato ad RC dal generatore dei tempi T sotto forma di onda rettangolare a 400 kHz.

È così realizzata la connessione fonica tra generatore dei toni e chiamante, e questi ode il tono di centrale. Allora egli inizia la selezione del numero con cui vuole entrare in contatto.

Supponiamo che si operi con telefono a disco. Il disco telefonico interrompe la corrente di doppino per circa 50 ms ad ogni unità di ogni cifra selezionata. Il sensore della corrente di doppino trasmette ora a CP l'informazione di presenza o assenza di corrente ogni 125 μs e questo tempo è la massima distorsione sulla durata dell'impulso di cifra. L'elaboratore interrompe la connessione fonica col generatore dei toni e basandosi sulla durata degli impulsi di selezione e sulle pause è informato del numero richiesto dal chiamante.

Scrive allora questo numero in memoria e con gli stessi metodi caratteristici della divisione di tempo ed ormai noti ordina ad RC di inviargli la corrente di chiamata. Questa viene a cessare non appena il chiamato solleva il microtelefono perché il relativo sensore della corrente continua di doppino ne avverte l'elaboratore.

Infine CP ordina la connessione fonica nella stessa fase temporale agli attacchi del chiamante e del chiamato. Questo comando viene tolto quando uno dei due depone il microtelefono (fatto segnalato dal sensore della corrente continua).

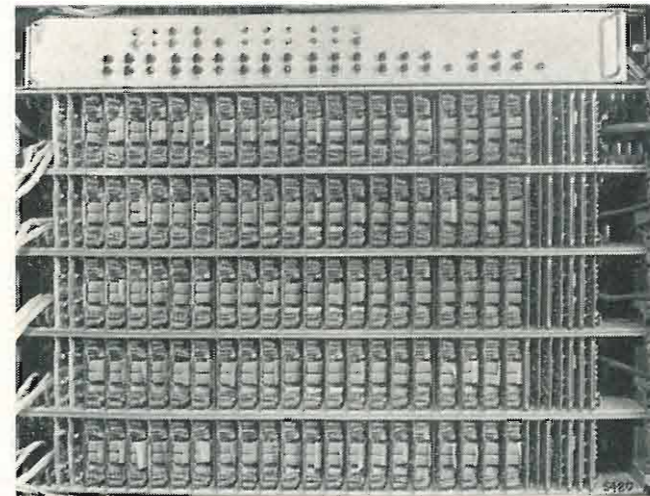
4. Trasmissione analogica ed in codice nella commutazione a divisione di tempo.

Nel paragrafo 1. si è detto che sul multiplo a divisione di tempo viaggiano i campioni prelevati dalle singole conversazioni. Si è fatto riferimento allo spettro di frequenze per verificare come un segnale quale il parlato è ricostruibile dalla conoscenza dei suoi valori

discreti ad intervalli di tempo sufficientemente brevi. Resta da vedere come in realtà i campioni vengono prelevati dal filtro passa basso dell'utente che parla e portati sul filtro passa basso dell'utente che ascolta. La tecnica con cui questo è fatto può essere diversa.

I campioni possono essere prelevati e trasmessi quali sono, cioè con la loro ampiezza, ossia in forma analogica (per esempio tastando la tensione di segnale o asportando una carica ad essa proporzionale). Questo sistema è chiamato « modulazione di impulsi in ampiezza » ed indicato con la sigla PAM (Pulse Amplitude Modulation). Con tale sistema sul multiplo della rete di connessione viaggia, in una certa fase temporale, un segnale che dipende linearmente da quello presentato dal filtro trasmittente in quella fase temporale.

In altra tecnica i campioni sono prelevati, memorizzati e misurati. La misura dell'entità d'un campione viene espressa da un numero che la approssima sufficientemente. Anziché trasmettere il campione, il multiplo trasmette il numero che ne esprime la misura. Ciò può avvenire inviando sul multiplo, durante opportuna fase temporale, una successione di impulsi che in un certo codice rappresenta quel numero. Questo sistema è chiamato modulazione ad impulsi in codice ed indicato con la sigla PCM (Pulse Code Modulation).

Naturalmente l'interfaccia tra gli attacchi d'utente ed il multiplo PCM è ancora un sistema PAM.

Centrale privata « TDM 150 »: gruppo di 200 attacchi di utente con pannello di visualizzazione.

Un'altra distinzione nella commutazione TDM si può fare riguardo al fatto che essa può essere bidirezionale (o « a due fili ») oppure unidirezionale (o « a quattro fili »). È noto infatti che l'apparecchio telefonico è dotato di trasformatore differenziale (o « forchetta ») che consente d'essere ascoltati e di ascoltare senza ascoltarsi, attraverso una sola linea bidirezionale, che è il doppino. Il segnale di doppino è dunque la somma dei segnali emessi dai due apparecchi collegati. Colla tecnica PCM non è possibile conservare questa bidirezionalità sul multiplo. Pertanto, se non si vuole cambiare la struttura del telefono, nella commutazione PCM occorre un'altra forchetta disposta simmetricamente a quella del telefono [3]: i campioni in partenza sono relativi al segnale emesso dal microfono e vanno al codificatore da cui escono in codice verso il multiplo PCM; i campioni in arrivo sono relativi al segnale destinato all'auricolare e provengono dal decodificatore al quale arrivano in codice dal multiplo PCM.

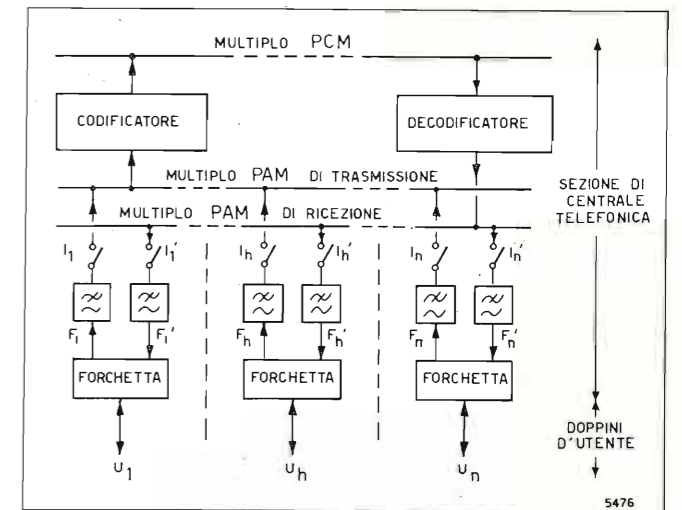



Fig. 5. — Schema di commutatore PCM con codificatore e decodificatore comuni per i diversi utenti. I filtri passo basso F sono quelli trasmittenti, gli F′ quelli riceventi.

Codificatore e decodificatore possono essere comuni (cioè far parte del multiplo) come in figura 5 (in tal caso oltre al multiplo PCM ci sarà, nella centrale, un multiplo PAM di trasmissione ed un multiplo PAM di ricezione) o singoli (cioè uno per attacco) come in figura 6.

In figura 5 i multipli PAM sono la vera sede di commutazione per gli utenti che ad essi si attestano.

Essendo il numero delle fasi temporali limitato (50 nel nostro esempio), una grossa centrale sarà costituita da parti quali quelle di figura 5 collegate dal commutatore PCM vero e proprio.

Infine, almeno in linea di principio, è pensabile di decentrare codificatore e decodificatore (assieme ai rispettivi filtri trasmittente e ricevente) a livello dell'apparecchio telefonico estendendo il collegamento a quattro fili dalla centrale al telefono (nel quale avverrà il campionamento), riducendo la centrale al solo commutatore PCM vero e proprio ed eliminando così tutte le forchette. Col PCM le fasi temporali occupate in una conversazione sono due poiché un utente ne usa una per parlare ed un'altra per ascoltare a meno che la comunicazione non sia totalmente a quattro fili.

Colla tecnica PAM è possibile conservare la bidirezionalità. In tal caso ad ogni attacco di utente compete un solo filtro passa basso che serve in modo inscindibile sia per trasmettere che per ricevere. Il filtro termina verso il multiplo con una capacità che per tutto il tempo tra un campionamento e il successivo accumula carica integrando la corrente erogata dal microfono (formazione del campione da trasmettere) e simultaneamente eroga tutta la carica che aveva subito dopo l'ultimo campionamento fornendo corrente all'auricolare (utilizzazione del campione ricevente). Il campionamento non fa altro che scambiare le cariche delle capacità terminali dei filtri di due utenti collegati; perciò i campioni che circolano sul multiplo PAM sono impulsi di corrente che trasportano la differenza fra le cariche presentate dalle due capacità all'atto del campionamento (v. Appendice 2). Questo è il PAM efficiente e bidirezionale utilizzabile in commutazione ed è l'unico TDM che permette di usare una sola fase

[3] La forchetta può essere quale quella del telefono oppure funzionare essa stessa a divisione di tempo.

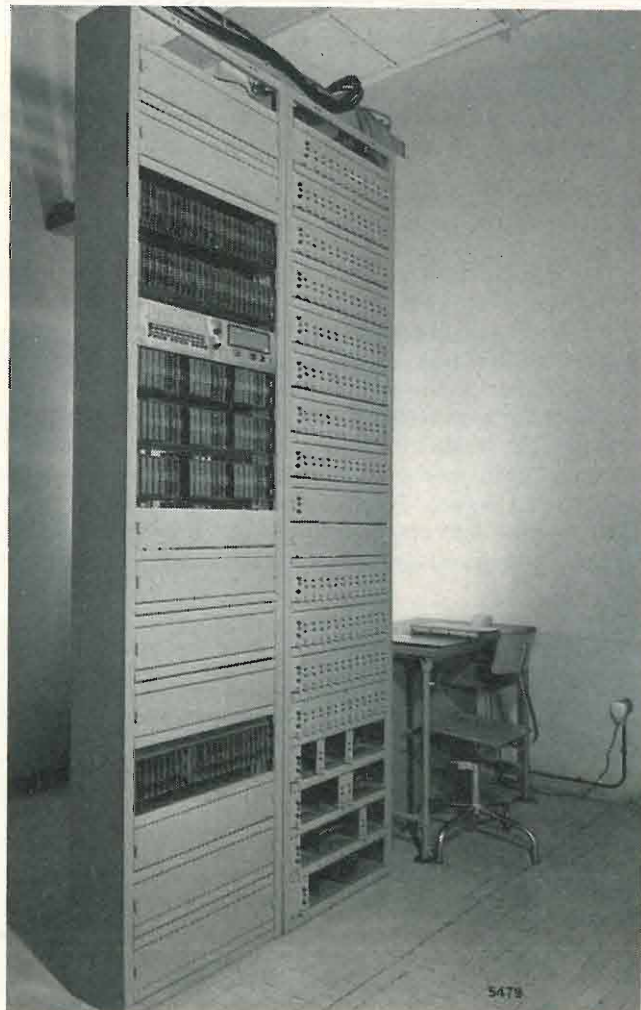
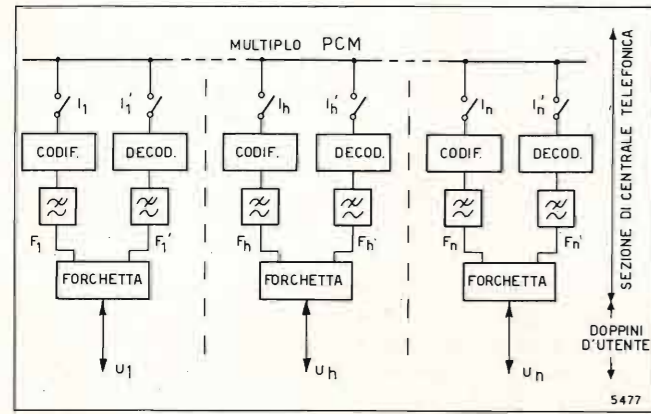



Fig. 6. — Schema di commutatore PCM con codificatore e decodificatore singoli per ogni utente.

temporale per collegamento. (Implicitamente s'è fatto riferimento a questa tecnica nell'esempio illustrato nel paragrafo 3.).

La casistica dei modi di realizzare una centrale TDM è molto ampia. Riassumendola può non esserci affatto codifica dei campioni (PAM integrale), possono esserci codificatori e decodificatori centralizzati o decentrati, la commutazione vera e propria può essere interamente in PCM o parte in PAM e parte in PCM e infine la parte (o il tutto) di commutazione in PAM può essere monodirezionale o bidirezionale.

Il progresso tecnologico e la conseguente valutazione dei costi decideranno l'affermarsi o meno delle singole tecniche nelle varie applicazioni.

Le fotografie riprodotte nel testo illustrano alcune fra le più recenti apparecchiature TDM realizzate dalla Soc. It. Telecomunicazioni Siemens.

APPENDICE 1

SPETTRO DI UN SEGNALE CAMPIONATO.

Sia $f(t)$ una funzione del tempo il cui spettro di frequenza sia $F(\omega)$. Ciò significa che $f(t)$ è pensabile come composizione di sinusoidi elementari del tipo $F(\omega)$ cos ωt. Sia $S_T(t)$ la sequenza di impulsi di Dirac ad intervalli di tempo T, ossia:

$$[1] \qquad S_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \, .$$

Il campionamento alla frequenza $f_c = 1/T$ di $f(t)$ equivale a modulare in ampiezza $S_T(t)$ secondo i valori assunti da $f(t)$ negli istanti nT, per cui, essendo $S_T(t) = 0$ per $t \neq nT$, il segnale campionato $S_{mT}(t)$ risulta:

$$[2] \qquad S_{m,T}(t) = S_T(t) \cdot f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \cdot \delta(t - nT) \, .$$

Sviluppando in serie di Fourier $S_T(t)$, che è periodico di periodo T, e ponendo $\omega_c = 2\pi/T$ si ottiene:

$$[3] \qquad S_T(t) = \frac{1}{T}\left[1 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \cos m\omega_c t\right] ,$$

per cui dalla [2]:

$$[4] \qquad S_{m,T}(t) = \frac{1}{T}\left[f(t) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} f(t) \cos m\omega_c t\right] .$$

Dalla [4] si desume che nel segnale campionato è presente il segnale stesso. La sommatoria rappresenta poi la modulazione in ampiezza a profondità infinita (ossia a portante soppressa) con segnale $f(t)$ di tutte le armoniche della frequenza di campionamento ($1/T = f_c$). Infatti per la generica componente del segnale $F(\omega)$ cos ωt si ottiene:

$$[6] \qquad S_{m,T}(t, \omega) =$$

$$= \frac{1}{T}\left(F(\omega) \cos \omega t + 2 \sum_{m=1}^{\infty} F(\omega) \cos \omega t \cos m\omega_c t\right) =$$

$$= \frac{1}{T}\left[F(\omega) \cos \omega t + \sum_{m=1}^{\infty} F(\omega) \cos (m\omega_c + \omega)\, t + \right.$$

$$\left. + \sum_{m=1}^{\infty} F(\omega) \cos (m\omega_c - \omega)\, t\right] .$$

In conclusione, se ω è una pulsazione presente nel segnale $f(t)$, nel segnale campionato $S_{m,T}(t)$ sono presenti le pulsazioni ($m\omega_c \pm \omega$).

APPENDICE 2

PAM BIDIREZIONALE MEDIANTE TRASFERIMENTO RISONANTE.

In figura 7 è riportato lo schema di una trasmissione PAM efficiente e bidirezionale a trasferimento risonante. Le reti indicate con F_h ed F_k sono filtri passa basso uguali, disposti simmetricamente rispetto agli interruttori di campionamento I_h ed I_k ed hanno entrata (dalla parte di tali interruttori) capacitiva con capacità C.

I due interruttori si chiudono in sincronismo per il brevissimo tempo $\tau = \pi \sqrt{LC}$ ad intervalli di tempo $T \gg \tau$.

Durante T il generatore di f.e.m. $v_h(t)$ carica lentamente C_h attraverso F_h; analogamente $v_k(t)$ carica C_k.

Durante τ, ad interruttori chiusi, le capacità C_h e C_k si scambiano rapidamente la carica (trasferimento risonante) essendo τ il semiperiodo della maglia (chiusa dagli interruttori) C_h, L_h, L_k, C_k.

Il trasferimento è così rapido da poter considerare impulsivo il fenomeno nei confronti del filtri F_h ed F_k. Questi sono tali che la risposta ad un impulso di corrente proveniente dal multiplo sulla capacità terminale C è un transitorio $A(t)$ che è nullo negli istanti di campionamento successivo ossia $A(nT) = 0$ per $n \neq 0$. Sicché, all'atto della chiusura degli interruttori, la tensione sulle capacità C_h e C_k è quale sarebbe se gli interruttori precedentemente fossero stati sempre

Fig. 7.

aperti. Ciò significa che, all'atto del campionamento, la tensione su C_h dipende solo da $v_h(t)$ e quella su C_k solo da $v_k(t)$.

D'altra parte, subito dopo ogni trasferimento la tensione su C_h è quella che si aveva su C_k immediatamente prima del trasferimento (e simmetricamente per C_k) giacché, come s'è detto, la risonanza in un semiperiodo scambia le cariche accumulate sulle due capacità terminali. Ciò significa che le cariche (e con esse l'energia) una volta scambiate sono « catturate » dai filtri contrapposti. Questo equivale a dire che ogni filtro, mentre accumula sulla propria capacità terminale una carica che dipende solo dal proprio generatore, utilizza simultaneamente tutta la carica accumulata sulla capacità dell'altro filtro (con cui « conversa ») nell'intervallo precedente, carica dipendente solo dal generatore dell'altro filtro. (1505)

BIBLIOGRAFIA

1. - DE VARDA G., MARTINELLI S.: *Autocommutatore interamente elettronico a divisione di tempo.* « Telecomunicazioni », n. 28, settembre 1968, p. 35.
2. - CASELLA L., PERNA A.: *Autocommutatore interamente elettronico a divisione di tempo.* « Telecomunicazioni », n. 28, settembre 1968, p. 43.
3. - RAVEGLIA D., VICENTINI A.: *Un nuovo filtro per trasferimento risonante.* « Telecomunicazioni », n. 40, settembre 1971, p. 35.
4. - CATTERMOLE K. W.: *Efficiency and reciprocity impulse amplitude modulation.* « Proc. IRE » 105B, settembre 1958, p. 449.
5. - DAL MONTE S., DONZELLO G., PERNA A., VALBORESI G.: *TDM 150: sistema integrato di commutazione per voce dati e immagini.* « Telecomunicazioni », n. 43, giugno 1972, p. 17.

EVOLUZIONE DELL'OTTIMIZZAZIONE TECNICO-ECONOMICA DEI SATELLITI PER TELECOMUNICAZIONI

GIUSEPPE QUAGLIONE (*)

SOMMARIO — *Dopo una descrizione sommaria dei sottosistemi componenti un satellite di telecomunicazioni, vengono analizzati i bilanci dei pesi complessivi e dei sottosistemi di comunicazioni e di alimentazione per i satelliti delle serie Intelsat III, Intelsat IV e Telesat (domestico canadese) con alcune considerazioni sulle tecnologie impiegate. Quindi si mettono in correlazione le caratteristiche tecniche ed operative essenziali delle quattro serie di satelliti Intelsat con i rispettivi costi, valutando, per ciascuna serie, il costo di investimento per circuito telefonico per anno. Infine si fa una panoramica delle tecnologie avanzate di probabile impiego sui satelliti delle prossime generazioni, esaminando la loro incidenza complessiva sulle previsioni di costo per circuito per anno.*

SUMMARY — ***Evolution of technical and economical optimization of communication satellites.*** *After a brief description of the subsystems included in a communication satellite, the overall weight budget and the weight budget of the communications and power supply subsystems for the Intelsat III, Intelsat IV and Telesat (canadian domestic) satellite series are analised, together with some considerations on the technologies involved. Then, the essential technical and operational characteristics of the four Intelsat satellite generations are correlated to the respective costs, evaluating for each series the investment cost per telephone circuit per year. Finally, an outline of the advanced technologies which likely will be included in the next satellite generations is done examining their overall impact on the estimated cost per circuit per year.*

1. Introduzione.

Come è noto, una frazione importante (circa il 50%) del costo di un satellite di comunicazioni in orbita geostazionaria è dovuta al costo del vettore e dei servizi di lancio; gli sforzi di miglioramento delle tecniche di utilizzazione (modulazione ed accesso multiplo) e delle tecnologie di bordo tendono perciò al conseguimento di valori sempre più elevati per la capacità di comunicazioni (in numero di canali telefonici equivalenti) cercando peraltro di contenere il più possibile la massa del saltellite in orbita, a parità di vita utile. In precedenti lavori si è esaminato quali vie si stiano seguendo per aumentare l'efficienza di utilizzazione di un ripetitore avente una data potenza a radiofrequenza ed una data larghezza di banda (bibl. 1 e 2).

Scopo del presente studio è di analizzare come gli sviluppi della tecnologia spaziale abbiano influito sul processo di ottimizzazione economico-operativo delle varie generazioni di satelliti per telecomunicazioni in orbita e sugli orientamenti per le serie future, con particolare riferimento a quelle del Consorzio Internazionale Intelsat.

2. Sottosistemi di un satellite per telecomunicazioni.

Un satellite attivo di comunicazioni costituisce una vera e propria stazione ripetitrice di ponte radio, orbitante nello spazio. Dal punto di vista funzionale esso può essere considerato come costituito da quattro sottosistemi essenziali (bibl. 3):

— comunicazioni;

— telemetria e comando;

— controlli orbitale e d'assetto;

— alimentazione.

Con riferimento alla figura 1 osserviamo che la sezione comunicazioni è stata semplificata in modo da rappresentare un complesso ricevente, uno trasmittente ed un oscillatore locale. I segnali ricevuti dal satellite possono essere semplicemente amplificati e convertiti in un'altra banda di frequenze oppure le portanti trasmesse da più stazioni possono subire un processo di combinazione e rimodulazione su altre portanti. La frequenza dell'oscillatore locale viene normalmente anche impiegata per fornire la portante alle informazioni di telemetria trasmesse dal satellite.

Una parte importante del sottosistema di comunicazioni è poi costituita dalle antenne trasmittenti e riceventi e dalle reti di filtri a radiofrequenza per la separazione delle frequenze in trasmissione da quelle in ricezione o per l'accoppiamento in antenna di due ripetitori (diplexer), o per l'allocazione di più ripetitori su bande di frequenza adiacenti (multiplexer), con il minimo spreco di bande di guardia.

Il sottosistema di telemetria e comando è di vitale importanza per il controllo delle condizioni del satellite da parte delle stazioni di terra dedicate a questi compiti (bibl. 4) ed in figura 1 è stato schematizzato

(*) Dott. ing. Giuseppe Quaglione della Telespazio, Direzione Centrale Tecnica.

Dattiloscritto pervenuto il 30 ottobre 1972.

Questo articolo è basato principalmente su lavori svolti sotto il patrocinio del Consorzio Internazionale delle Telecomunicazioni via Satellite (INTELSAT). Le opinioni espresse nell'articolo non sono necessariamente quelle dell'INTELSAT.

Fig. 1. — Sottosistemi di un satellite per telecomunicazioni.

da un codificatore dei segnali di telemetria rilevati dai sensori d'assetto, dai trasduttori di pressione nei serbatoi di propellente, dalle misure di tensione d'alimentazione e da un decodificatore dei segnali di comando trasmessi da terra per l'attivazione dei sottosistemi di controllo d'assetto e di posizione orbitale, per il puntamento delle antenne, ecc.

Il sottosistema di controllo d'assetto ha un funzionamento fondamentalmente diverso a seconda che la stabilizzazione in orbita del satellite avvenga per rotazione intorno ad un asse principale (« spin ») o sia del tipo a tre assi per mezzo di una o più ruote inerziali (bibl. 3): comunque in ogni caso esso è costituito da un certo numero di sensori d'assetto (solari, terrestri, stellari o a radiofrequenza su radiofari trasmessi da terra) i cui segnali di riferimento operano direttamente sui circuiti logici di controllo d'assetto e vengono trasmessi a terra attraverso il sottosistema di telemetria.

Il meccanismo di controllo del puntamento delle antenne verso terra sarà diverso a seconda del tipo di stabilizzazione: per un sistema a tre assi saranno le ruote inerziali a correggere le imprecisioni di puntamento dovute al sistema di controllo d'assetto, mentre per un sistema stabilizzato a « spin », la logica di controllo agisce sul motore di controrotazione che controlla la velocità di rotazione della piattaforma sulla quale sono installate le antenne del satellite. Inoltre il sottosistema di controllo d'assetto è anche strettamente collegato al sistema di propulsori per il controllo della posizione in orbita del satellite (longitudine ed inclinazione del piano orbitale).

Il sottosistema di alimentazione infine comprende i pannelli delle celle solari, con eventuale sistema di orientamento per i satelliti stabilizzati a tre assi, le batterie per il funzionamento nei periodi di eclisse solare ed un regolatore e distributore di tensione.

Nei paragrafi che seguono verranno analizzati i bilanci dei pesi dei vari sottosistemi di un satellite in orbita, individuando i componenti che influiscono maggiormente sul peso complessivo ed accennando alle tecnologie impiegate o allo studio per ridurre detti contributi.

3. Analisi del bilancio dei pesi.

3.1 Bilancio dei pesi complessivi.

Nella tabella 1 sono riassunti i bilanci dei pesi complessivi per le ultime due generazioni di satelliti Intelsat (III e IV) e per il setellite del sistema domestico canadese (Telesat). Osserviamo subito che, essendo tutte e tre queste serie di satelliti munite di motore d'apogeo per il passaggio dall'orbita di trasferimento ellittica ed inclinata sul piano equatoriale all'orbita geostazionaria, una frazione importante del carico pagante totale, quasi il 50%, è costituita dal propellente necessario al motore d'apogeo; quindi la massa del satellite, una volta raggiunta la sua orbita geostazionaria, cioè alla fine dell'accensione del motore d'apogeo, è solo la metà circa della sua massa complessiva messa nell'orbita di trasferimento dal razzo vettore. Inoltre anche il peso dello stesso motore d'apogeo che, esaurita la sua funzione, rimane collegato alla struttura del satellite in orbita, completamente inattivo, rappresenta ancora circa il 5% del carico pagante iniziale.

Tabella 1
Bilancio pesi complessivi

	Totale carico pagante	Peso satellite in orbita geostazionaria		Idrazina per controllo posizione		Sistema comunicazioni e telemetria e comando		Sistema alimentazione	
	kg	kg	%	kg	%	kg	%	kg	%
Intelsat III	290	148	51	20	7*	40	13,8	29,2	10
Intelsat IV	1411	710	50,5	127	9**	174	12,3	119	8,4
Telesat	540	282	52	50	9,2**	67	12,5	54,5	10,2

* per vita 5 anni; ** per vita 7 anni.

Altro contributo notevole al peso complessivo del satellite è il propellente necessario per il controllo della sua posizione orbitale; tale contributo sarà ovviamente funzione della precisione desiderata per il mantenimento in stazione e della vita utile di progetto del satellite. Con il tipo di propellente finora impiegato, cioè l'idrazina, e per un controllo della posizione orbitale entro $\pm$ 0,1°, sia in longitudine, sia in latitudine, la percentuale di peso impegnata sul carico pagante totale è stata circa il 7% per i satelliti Intelsat III, con una vita di progetto di 5 anni e circa il 9% per Intelsat IV e Telesat, con una vita di 7 anni.

Il grafico di figura 2 mostra l'andamento dell'aumento della percentuale di peso di idrazina con la vita prevista; è interessante osservare che per una vita di 10 anni, il peso di idrazina raggiungerebbe circa il 13% del carico pagante iniziale, e quindi il 25% della massa del satellite in orbita geostazionaria (bibl. 7).

I pesi dei sottosistemi di comunicazioni e di alimentazione sono ovviamente funzione del grado di complessità del sistema di comunicazioni stesso (numero delle antenne e loro guadagno, frequenze e larghezze di banda in gioco, numero dei ripetitori e delle conversioni effettuate, componenti ridondanti, ecc.). Comunque i rapidi sviluppi delle tecnologie, specialmente nel campo dei ripetitori, non consentono una facile analisi dei contributi dei pesi di questi due sottosistemi rispetto al peso complessivo del satellite, per cui abbiamo ritenuto opportuno esaminarli separatamente, con un certo dettaglio, nei paragrafi che seguono.

Dal punto di vista dell'analisi generale del bilancio dei pesi, possiamo semplicemente osservare che il contributo del sottosistema di telemetria e comando è, in genere, relativamente modesto, per cui spesso viene considerato assieme al sistema di comunicazioni. Osserviamo inoltre che, pur essendo i satelliti delle tre generazioni in esame, Intelsat III, IV e Telesat, sensibilmente diversi fra loro per gli obiettivi specifici della missione, per la capacità dei sistemi di comunicazioni e per le tecnologie impiegate, la somma dei contributi dei pesi dei sottosistemi di comunicazione e di alimentazione è pressoché costante intorno al 21-23%; questi contributi, assieme a quelli prima esaminati (motore d'apogeo con relativo propellente e idrazina per il controllo di posizione) costituiscono circa il 90% del carico pagante totale, lasciando così un 10-15% per i restanti componenti (struttura meccanica, serbatoi di propellente, sensori ed altri organi per il controllo d'assetto, cablaggi e varie).

In figura 3 sono rappresentate le diverse generazioni di satelliti Intelsat.

3.2 Bilancio dei pesi del sottosistema di comunicazioni.

Nella tabella 2 è sintetizzato il bilancio dei pesi del sottosistema di comunicazioni, sempre per le tre generazioni di satelliti, Intelsat III, IV e Telesat, evidenziando i maggiori contributi dovuti alle antenne, ai ricevitori a larga banda a diodi tunnel, ai trasmettitori a tubi ad onde progressive e relativi alimentatori ed alle reti di filtri a radiofrequenza, diplexer o multiplexer con eventuali equalizzatori di ritardo di gruppo.

Dall'analisi di questi contributi si osserva innanzi tutto che l'ordine decrescente del peso complessivo del sottosistema di comunicazioni per le tre serie Intelsat IV, Telesat ed Intelsat III rispecchia i vari gradi di complessità e le rispettive capacità di comunicazioni. Mentre infatti i satelliti della serie Intelsat

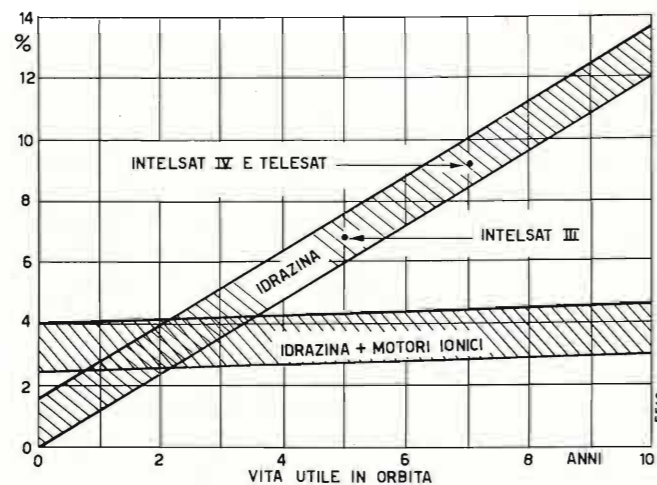



Fig. 2. — Peso percentuale dell'idrazina e dei motori ionici, riferito al carico pagante, in funzione degli anni previsti di vita utile in orbita.

SATELLITE	INTELSAT I	INTELSAT II	INTELSAT III	INTELSAT IV
CAPACITA' CIRCUITI N°	240	240	1200	~5000
PESO AL LANCIO Kg	68	162	290	1411
PESO IN ORBITA Kg	38,5	86	148	710
COSTRUTTORE	HUGHES	HUGHES	TRW	HUGHES
VEICOLO DI LANCIO	DELTA	DELTA	DELTA	ATLAS CENTAURO

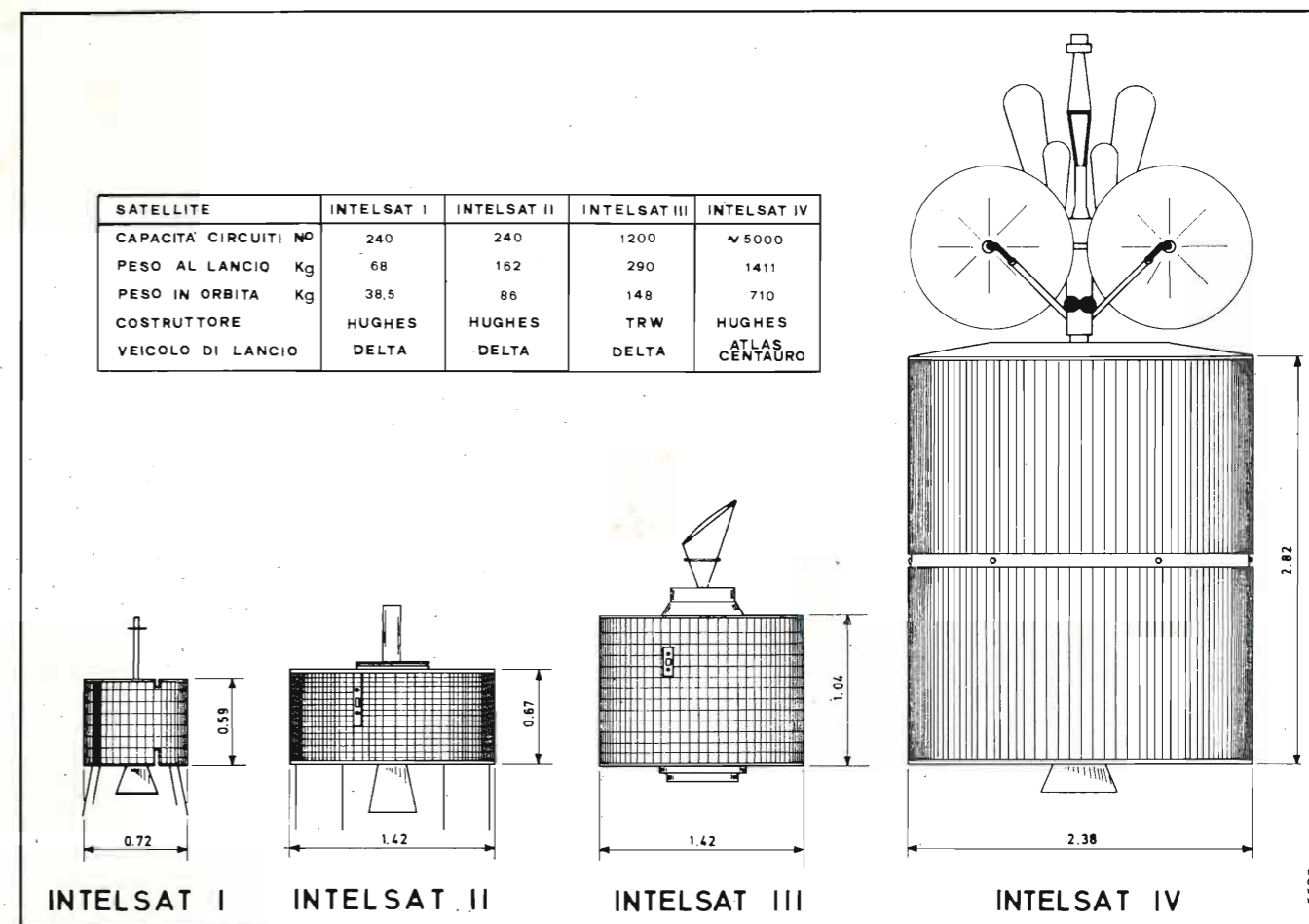



Fig. 3. — Generazioni dei satelliti Intelsat e loro principali dati caratteristici.

IV (bibl. 5) offrono una capacità nominale media di circa 5.000 circuiti telefonici e sono muniti di una doppia antenna parabolica ad alto guadagno per l'illuminazione del Nord America e dell'Europa, i satelliti domestici canadesi Telesat hanno una capacità nominale di 5.400 (450 $\times$ 12) circuiti telefonici e sono anch'essi dotati di una antenna parabolica altamente direttiva (bibl. 6, 7); i satelliti Intelsat III hanno invece una capacità nominale di soli 1.200 circuiti con antenne a tromba a copertura globale (bibl. 8).

Per i ricevitori ed i trasmettitori, le differenze di peso sono essenzialmente giustificate dal loro numero e dalle loro caratteristiche elettriche (per esempio potenza d'uscita dei Tubi a Progressione d'Onda). Si noti che l'Intelsat IV, al contrario del Telesat, è munito di TPO d'uscita ridondanti su ciascuno dei ripetitori e di ben tre catene riceventi di scorta.

Un discorso particolare meritano i filtri a microonde, specie se destinati all'accoppiamento in antenna di più ripetitori adiacenti. È noto infatti che il progetto e la realizzazione di questi componenti presentano difficoltà di vario ordine per poter ottenere le desiderate caratteristiche di risposta in banda, di attenuazione fuori banda, di perdite d'inserzione e di ritardo di gruppo. Queste difficoltà vengono vieppiù esaltate quando il componente in questione è destinato ad essere installato su un satellite, dove ovviamente anche i requisiti di dimensioni e peso assumono una straordinaria importanza.

Tale problema, poco sentito per l'Intelsat III, per la relativa semplicità del suo sottosistema di comunicazioni provvisto di due soli ripetitori da 225 MHz ciascuno di banda lorda, accoppiati in antenna per mezzo di diplexer d'entrata e d'uscita, ha assunto una importanza primaria con l'avvento della serie Intelsat IV dove ben 12 ripetitori, con banda lorda di 40 MHz ciascuno, vanno ad accoppiarsi sulle antenne trasmittenti. Infatti dalla serie Intelsat III all'Intelsat IV il contributo al peso totale del sottosistema di comunicazioni dovuto ai filtri di uscita a radiofrequenza è passato dall'8% ad oltre il 43%. Nel Telesat, pur restando la stessa configurazione dell'Intelsat IV quanto al numero di ripetitori, si è riusciti a ridurre sensibilmente il contributo di peso della rete di filtri, passando dai 76 chilogrammi dell'Intelsat IV a 16,2 chilogrammi (circa il 24% del peso totale del sistema di comunicazioni): ciò grazie a miglioramenti nella tecnologia dei materiali (questi filtri sono di Invar, come per l'Intelsat IV, ma a pareti sottili) ed alla eliminazione degli equalizzatori di ritardo di gruppo (v. anche paragrafo 5).

3.3 Bilancio dei pesi del sottosistema di alimentazione.

La tabella 3 mostra infine il bilancio dei pesi del sottosistema di alimentazione, suddiviso secondo i suoi due componenti essenziali: batterie e pannelli di celle solari, che costituiscono circa il 95% del peso complessivo del sottosistema. I dati riportati in tabella indicano valori non molto diversi dell'incidenza per-

Tabella 2
Bilancio pesi sottosistema comunicazioni

	Totale sistema comunicazioni e telemetria e comando	Antenne		Ricevitori ed eccitatori		Trasmettitori ed alimentatori		Filtri RF (multiplexer) entrata ed uscita	
	kg	kg	%	kg	%	kg	%	kg	%
Intelsat III	40 (¹)	16 (¹)	40	8,5	21	9,7 (²)	24	3,1	7,8
Intelsat IV	174	13	7,4	14,5	8,3	35,3	20,2	76	43,5
Telesat	67	9,6	14,3	7,2	10,7	15,3	23	16,2	24,2

(1) compreso il motore di controrotazione; (2) compresi anche i TPO eccitatori di basso livello.

centuale di peso di batterie e celle solari per le generazioni di satelliti in esame: ciò si giustifica con l'assenza di modifiche sostanziali nelle tecnologie finora impiegate sia per le batterie, sempre del tipo Nickel-Cadmio, sia per le celle solari al silicio con film di protezione antiriflettente di ossido di silicio e le loro strutture di supporto meccanico in alluminio flessibile a nido d'ape. Peraltro si intravvedono notevoli sviluppi delle tecnologie dei sistemi di alimentazione per le prossime serie di satelliti (v. paragrafo 5).

4. Analisi dei costi.

Nei paragrafi precedenti sono stati esaminati i bilanci dei pesi complessivi e dei vari sottosistemi delle generazioni più recenti di satelliti per telecomunicazioni, accennando anche agli sviluppi di alcune tecnologie particolarmente significative. Vedremo ora di mettere in correlazione questa evoluzione delle caratteristiche tecniche e operative essenziali con la corrispondente progressiva riduzione dei costi unitari per tutte le generazioni di satelliti Intelsat finora in esercizio (fig. 3). I risultati di questa analisi sono sintetizzati nella tabella 4. La prima parte di questa tabella

Tabella 3
Bilancio pesi sottosistema alimentazione

	Totale sistema alimentazione (kg)	Batterie		Celle solari	
		kg	%	kg	%
Intelsat III	29,2	10,3	35,2	14,2	48,6
Intelsat IV	119	40,4	34	73(*)	61,5
Telesat	54,5	18,6	34,2	33(*)	60,5

(*) Compresa struttura supporto meccanico.

mostra chiaramente l'evolversi delle prestazioni operative (numero di circuiti telefonici equivalenti e vita utile di progetto) e tecniche (peso e potenza di alimentazione iniziali in orbita, potenza irradiata e larghezza di banda a radiofrequenza). Dal punto di vista tecnologico un parametro di notevole interesse è rappresentato dal rapporto watt di alimentazione/chilogrammo massa in orbita, che per satelliti stabilizzati per rotazione non si discosta molto dall'unità e non varia molto da una serie ad un'altra, essendo la superficie dei pannelli solari legata alle dimensioni esterne del corpo cilindrico del satellite. Tuttavia, se si vuole introdurre un fattore di qualità complessivo del satellite che tenga conto, oltre che del parametro succitato, anche delle prestazioni operative, occorre moltiplicare il rapporto $W_{c.c.}$/kg massa, per il numero di circuiti nominale e per gli anni di vita di progetto.

Nella seconda parte della tabella 4 sono raccolti alcuni dati relativi ai costi d'investimento per le varie generazioni di satelliti Intelsat, derivando poi i costi unitari per watt di alimentazione in corrente continua, per kg di massa in orbita, per circuito telefonico ed infine il costo annuo per circuito. Quest'ultimo parametro è senza dubbio il più significativo e rappresenta il risultato ultimo del continuo processo di ottimizzazione operativo-economico che ha consentito di ridurre i costi di investimento annui per circuito telefonico da 24.600 $ dell'Intelsat I a 11.600 $ dell'Intelsat II e quindi a 2.050 $ dell'Intelsat III ed a 950 $ circa per l'Intelsat IV.

Occorre però precisare che l'analisi dei costi effettuata non tiene conto di alcuni importanti fattori dai quali non si può prescindere in fase di programmazione, e cioè della probabilità di lanci falliti, della filosofia adottata per i satelliti di scorta in orbita [1] o a terra e del coefficiente di riempimento dei ripetitori (cioè del numero di circuiti impegnati ma non utilizzati sulle varie portanti) oltre che delle spese di gestione ed amministrative del sistema. Infine nella determina-

(1) Tali satelliti di scorta in orbita consentono un pressoché immediato ripristino del traffico in caso di avaria di un satellite operativo senza dover attendere le lunghe operazioni di lancio e di posizionamento di una nuova unità.

Tabella 4
Dati tecnici ed economici essenziali dei satelliti Intelsat

	DATI TECNICI									COSTI (⁷)					
	Anno primo lancio	Vita di progetto (anni)	Peso in orbita (¹) (kg)	Potenza alimentazione (²) (W)	$\frac{W_{c.c.}}{kg}$	Banda RF (MHz)	Potenza RF complessiva irradiata (³) (W)	Numero circuiti telefonici (⁴)	$\frac{W_{c.c.} \times circuiti \times anni}{kg}$	Vettore e lancio $ × 10⁶	Totale satellite in orbita (⁶) $ × 10⁶	Costo per $W_{c.c.}$ $ × 10³	Costo per kg $ × 10³	Costo per circuito $ × 10³	Costo per circuito per anno $ × 10³
Intelsat I (2 unità)	1965	1,5	38,5	45	1,16	50	20	240 (⁵)	418	3,7	8,9	198	231	37	24,6
Intelsat II (5 unità)	1966	3	86	100	1,16	130	35	240	836	4,5	8,4	84	98	35	11,6
Intelsat III (8 unità)	1968	5	148	160	1,1	450	400	1.200	6.600	5	12,2	76,5	83	10,2	2,05
Intelsat IV (8 unità)	1971	7	710	570	0,8	500	23.360	4.675	26.200	16	31	54,5	43,6	6,6	0,95

(1) peso in orbita all'inizio della vita, dopo l'accensione del motore d'apogeo;
(2) potenza in corrente continua all'inizio della vita;
(3) potenza equivalente irradiata dalle antenne rispetto all'isotropica (e.i.r.p.);
(4) valore nominale medio;
(5) senza possibilità di accesso multiplo;
(6) comprende, oltre al costo del vettore, i costi ricorrenti (di produzione) del satellite, gli incentivi ed i costi non ricorrenti (di sviluppo) del programma ripartiti sul numero di unità di volo di ciascuna serie, compresi i costi degli apparati per le stazioni di telemetria e comando;
(7) i costi indicati risultano da valutazioni approssimative dell'Autore sulla base dei dati ad esso disponibili, e non rappresentano dati economici ufficiali dell'Intelsat.

zione della tariffa del segmento spaziale agli utilizzatori si dovrà tener conto del costo del denaro e del compenso del capitale di rischio.

5. Previsioni per le prossime generazioni di satelliti.

Mentre le serie di satelliti sulle quali si è discusso nei paragrafi precedenti di questo studio sono passate alla storia o costituiscono parte integrante delle attuali reti di telecomunicazioni intercontinentali (Intelsat) o domestiche (Telesat), già si pongono le basi e si effettuano dettagliati studi tecnico-economici per le generazioni di satelliti future.

Per quanto riguarda il Consorzio Internazionale Intelsat, già da oltre 2 anni si sono avviate le discussioni e le analisi, nelle appropriate sedi tecniche, per

Fig. 4. — Peso in chilogrammi di un filtro per multiplex di uscita per i vari satelliti in orbita o in progetto.

la valutazione di tutti i possibili programmi alternativi che consentano di far fronte alla saturazione dei due satelliti operativi sull'area Atlantica, prevista verso la metà del 1975, in un quadro di sviluppo graduale ed armonico del sistema, che tenga conto anche delle prospettive a lungo termine delle comunicazioni via satellite (introduzione di nuovi servizi, criteri di diversificazione del traffico per migliorare la continuità del servizio, utilizzazione di nuove tecniche di modulazione e di accesso multiplo e di nuove tecnologie per i satelliti e per le stazioni a terra, ecc.). Le assunzioni tecniche e tecnologiche di questi studi vengono di volta in volta verificate attraverso accurate indagini sperimentali effettuate sotto il coordinamento dei laboratori della Comsat, spesso per mezzo di appropriati contratti esterni di ricerca e sviluppo.

Tra le aree di ricerca più promettenti per la loro applicazione sui futuri satelliti Intelsat (bibl. 8, 9) ricordiamo le seguenti, oltre alle tecniche di accesso multiplo di cui si è trattato in altro lavoro (bibl. 2):

— la stabilizzazione a tre assi, per mezzo della quale si può drasticamente aumentare il rapporto $W_{c.c.}$/kg massa in orbita, non essendo più legate le dimensioni dei pannelli solari alla forma geometrica del corpo del satellite;

— i pannelli di celle solari orientabili automaticamente verso il sole che consentono di raddoppiare almeno la densità di potenza elettrica generata, rispetto ai valori attuali che si aggirano sui 10 W/kg (v. tabelle 3 e 4);

— miglioramenti nelle tecniche di lavorazione e nei tipi di film protettivi delle celle solari per ridurne lo spessore e quindi il peso;

— i nuovi tipi di batterie con elettrodo gassoso, in particolare quelle del tipo nickel-idrogeno o idrogeno-ossigeno che permetterebbero sostanziali riduzioni del peso, rispetto alle batterie nickel-cadmio, grazie ad un aumento della densità d'energia, in watt-ore/kg di 2 ÷ 3 volte o anche più;

— i nuovi tipi di propulsori a motori ionici per il controllo d'assetto, in particolare per le correzioni di inclinazione del piano orbitale (nord-sud), che ridurrebbero la percentuale del carico pagante impegnato dal 13% prima ricordato per i sistemi ad idrazina, a solo il 3 ÷ 4% (v. fig. 2);

— i sensori a radiofrequenza che, oltre a consentire di raggiungere elevatissime precisioni di puntamento per le antenne ad alto guadagno (dell'ordine di 0,05° per una larghezza del fascio di 1°), presentano anche il vantaggio di un minor peso rispetto ad altri tipi di sensori, oltre a non essere soggetti ai problemi di interferenze solare e lunare, come i sensori a raggi infrarossi;

— nel campo della tecnologia dei ripetitori di comunicazioni, le prospettive più importanti di riduzione di peso si hanno nel campo dei filtri a microonde. Come mostrato in figura 4, già nel passaggio dalla serie Intelsat IV al Telesat si è drasticamente ridotto il peso di questi filtri, sia pure parzialmente a spese delle prestazioni per quel che riguarda il ritardo di gruppo; un ulteriore dimezzamento del peso è l'obiettivo di due progetti di ricerca e sviluppo Intelsat, uno basato sul principio dei filtri attivi a funzioni ellittiche (bibl. 11, 12, 13); l'altro utilizzante un'onda acustica di superficie come mezzo di trasmissione (bibl. 14, 15).

Il complesso dell'introduzione di queste nuove tecnologie insieme alle nuove tecniche di accesso multiplo ed all'impiego di bande di frequenze più elevate (11/14 GHz e 20/30 GHz) dovrebbe consentire, verso la fine degli anni '70 di realizzare satelliti di comunicazioni con capacità dell'ordine di 50.000 circuiti telefonici utili con una massa in orbita di circa 500 kg. Nell'ipotesi di un costo di sviluppo pari al doppio di quello del programma Intelsat IV, mantenendo inalterati i costi di produzione e di lancio, per una serie di 10 unità di volo, il costo totale di ciascun satellite in orbita sarebbe di circa 34 milioni di dollari. Quindi il costo per circuito si ridurrebbe di un ordine di grandezza rispetto all'Intelsat IV passando a 680 dollari.

Pur mantenendo una ipotesi conservativa di vita utile in orbita sempre pari a 7 anni, il costo per circuito per anno sarebbe inferiore a 100 dollari.

Tale costo potrebbe essere ulteriormente e sensibilmente diminuito se, come è realistico prevedere, anche i costi di lancio potranno essere ridotti grazie all'introduzione di razzi vettori di capacità intermedia tra quelli della serie « Delta a serbatoio allungato » impiegati per l'Intelsat III e gli « Atlas-Centaur » dell'Intelsat IV, o a seguito del programma NASA di navetta-spaziale (« space-shuttle »). (1522)

BIBLIOGRAFIA

1. - QUAGLIONE G., RUSPANTINI L.: *Assegnazione su domanda di circuiti telefonici - Sviluppo dei sistemi nel quadro dei programmi dei satelliti artificiali Intelsat.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 6, 1970, pag. 199.

2. - QUAGLIONE G., RUSPANTINI L., LEMBO D.: *Capacità di un sistema di accesso multiplo a divisione di tempo per satelliti per telecomunicazioni.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 5, 1972, pag. 169.

3. - FILIPOWSKY R. F., MUEHLDORF: *Space Communications Systems*, Ed. Prentice-Hall.

4. - QUAGLIONE G.: *La stazione di telemetria e telecomando del Fucino per satelliti di telecomunicazioni.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 4, 1969, pag. 135.

5. - BENNETT S. B., DOSTIS I.: *Design of the Intelsat IV transponder.* AIAA 4th Communications Satellite Systems Conference, Washington, D. C. 24-26 aprile 1972, Memoria n. 72-535.

6. - CHINNICK R. F.: *The Canadian Telecommunications Satellite System.* B.I.S. Symposium on « Communication Satellites », Southampton, 19-20 settembre 1972.

7. - LLOYD HARRISON ed altri: *Canadian Domestic Satellite (Telesat), a general description.* IEEE International Conference on Communications, Montreal, 14 giugno 1971.

8. - MEREDITH C. O.: *Lessons learned from Intelsat III satellite program.* AIAA 4th Communications Satellite System Conference, Washington, D. C. 24-26 aprile 1972, Memoria n. 72-534.

9. - KNOPOW J. J.: *Communications Satellites for the 70s - Symposium on long term prospects for satellite communications.* Genova, 2-4 giugno 1971.

10. - PRITCHARD W. L., BARGELLINI P. L.: *Trends in technology for communications satellites.* « Astronautics & Aeronautics », aprile 1972.

11. - ITT Reference Data for radio engineers. V edizione, pagg. 8-16.

12. - MITTLEMAN J.: *Active filters*, part. 1. « Electronics », 27 maggio 1968.

13. - ATIA A. E., WILLIAMS A. E.: *New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders.* « Comsat Technical Review », Vol. 1, n. 1, autunno 1971.

14. - TANCRELL R. H., HOLLAND M. G.: *Acoustic surface wave filters.* « Proceedings of the IEEE », Vol. 59, n. 3, marzo 1971, pagg. 393-409.

15. - GERARD H. M. ed altri: *Phase corrections for weighted acoustic surface-wave dispersive filters.* « IEEE Transactions on microwave theory and techniques », febbraio 1972, pagg. 188-192.

CRITERI E MODALITÀ PER VALUTAZIONI DI AFFIDABILITÀ NELLE RETI TELEFONICHE

ADMETO DE GIOVANNI (*)

SOMMARIO — Per una rete telefonica è possibile pervenire ad una formulazione del concetto di affidabilità partendo dal concetto di probabilità di congestione della rete. In base a questo assunto sono descritti metodi di calcolo della affidabilità che tengono conto, sia del traffico offerto alla rete, sia dei guasti degli organi. Vengono inoltre illustrati esempi di calcolo, dai quali appare come il concetto di affidabilità presentato possa dare una più approfondita conoscenza delle caratteristiche del servizio dato agli utenti e possa essere utile nella ricerca delle politiche ottimali di impianto e di manutenzione delle reti telefoniche.

*SUMMARY — **Methods for evaluating the reliability of telephone networks.** A reliability concept for a telephone network is presented, which is based on the network congestion probability. Methods for calculating the reliability according to this concept are described, in which both telephone traffic and equipment failure are taken into account. Examples of calculation are given, from which it appears that the reliability concept can give a more comprehensive knowledge of the service given to the users and can be useful in the research of optimum design and maintenance policies for telephone networks.*

1. Introduzione.

Con il termine *affidabilità* può in generale ritenersi espressa l'attitudine che un componente, organo, impianto o sistema ha a svolgere determinate funzioni nelle condizioni e per il periodo di tempo di servizio per esso previsti. L'affidabilità può in conseguenza essere precisata scegliendo nei vari casi le grandezze più idonee ad esprimere la predetta attitudine.

Una rete telefonica ha come funzione fondamentale quella di realizzare correttamente (entro dati limiti della qualità e delle sollecitazioni esterne) le connessioni richieste dagli utenti. Risulta evidente che tale funzione è influenzata, sia dalle caratteristiche intrinseche della rete, come la conformazione, la presenza di ridondanze, il tempo intercorso dalla messa in servizio, ecc., sia da condizioni dipendenti da fattori esterni come, ad esempio, l'entità delle attività di manutenzione svolte sulla rete. Si può però fare l'ipotesi che le caratteristiche della rete e le azioni dei fattori esterni siano mutuamente correlate in modo tale da mantenere la rete, per quanto riguarda la funzione del consentire la realizzazione di connessioni telefoniche, in certe condizioni di stazionarietà, alle quali si può fare riferimento per valutazioni di affidabilità.

Premesse le considerazioni di cui sopra appare possibile definire, al fine di una più approfondita valutazione dell'attitudine della rete a svolgere la propria funzione, sia grandezze caratterizzanti in modo oggettivo certe proprietà della rete, sia grandezze che tengano conto anche del traffico generato dalle richieste degli utenti, o traffico offerto. Con queste ultime è possibile tenere nel debito conto il fatto che le condizioni di non funzionamento totale o parziale della rete hanno in pratica conseguenze di maggiore gravità quando il traffico è forte rispetto a quando esso è trascurabile.

2. Grandezze indicative dell'affidabilità di una rete telefonica.

La funzione fondamentale di una rete telefonica è, come si è detto in precedenza, quella di realizzare connessioni tra gli utenti. Per valutare cosa comporta in pratica il fatto che la rete sia caratterizzata da un certo comportamento appare quindi opportuno esaminare quali grandezze possano ritenersi rappresentative della possibilità che essa consenta o non consenta lo stabilirsi di connessioni tra gli utenti.

Si possono in primo luogo, come già detto in precedenza, considerare grandezze che non tengano conto del traffico offerto. Per un ramo della rete potrebbero, ad esempio, essere considerate di un certo interesse la *probabilità di funzionamento di almeno* $(M - n)/M$ *circuiti* e la *probabilità di sopravvivenza o affidabilità di emergenza*, intesa come probabilità che vi sia almeno un circuito del ramo in condizione di permettere l'effettuazione di conversazioni.

Si possono in secondo luogo prendere in esame grandezze che tengano conto anche del traffico offerto alla rete. Una di queste oggi già in uso è la *probabilità di perdita nell'ora di punta*, che peraltro è sostanzialmente uno strumento utilizzato in sede di progetto fondato sull'ipotesi che tutti gli elementi costituenti la rete siano funzionanti. Partendo dal concetto della probabilità di perdita appare possibile considerare, con riferimento a diversi periodi di tempo e a diversi valori del traffico offerto, due nuove grandezze, che chiameremo nel seguito (in attesa del reperimento di denominazioni definitive nelle sedi appropriate) *probabilità di non servizio* da parte della rete (una denominazione in uso in campo internazionale è *unserviceable probability*) e *volume di traffico non servito*. Il significato pratico di queste

(*) Dott. ing. Admeto De Giovanni. SIP Soc. Italiana per l'Esercizio Telefonico - Direzione Generale - Roma.

Pervenuto il 29 novembre 1972. Il presente lavoro è stato pubblicato anche nei Rendiconti della LXXIII Riunione annuale dell'AEI, Torino, settembre 1972.

apparirà chiaro più avanti; in merito alla seconda è da notare che essa sembra essere per la pratica di un certo interesse, in quanto la *probabilità di non servizio* può risultare solo indicativa di uno stato della rete indipendentemente dalla grandezza in assoluto del disservizio causato.

3. Espressione generale della « probabilità di non servizio ».

Una rete può essere rappresentata mediante uno schema topologico in cui figurano nodi (rappresentativi dei complessi di organi che effettuano le commutazioni necessarie per realizzare nella rete le comunicazioni telefoniche) e rami (rappresentativi delle linee che collegano tra loro i vari nodi, comunque raggruppate in fasci e comunque fisicamente realizzate: cavi telefonici, cavi coassiali, ponti radio, ecc.).

Per quanto riguarda un nodo può ritenersi indicativa dell'affidabilità la probabilità che esso stia svolgendo, secondo le prestazioni previste in sede di progetto, le funzioni di commutazione. Per motivi di semplicità nell'esame dei problemi di affidabilità di una rete si supporrà che l'affidabilità dei nodi sia sempre uguale a 1.

Per quanto riguarda un singolo ramo si può ritenere, per lo meno in un primo avvicinamento al problema, che l'affidabilità possa essere convenientemente rappresentata mediante una funzione che indichi le probabilità di guasto dei suoi circuiti.

Con queste premesse l'affidabilità della rete, nelle condizioni reali di traffico, può essere espressa tramite la probabilità di non servizio calcolata (vedere bibl. 1) come indicato nel seguito.

Simboli usati:

M	numero di circuiti di una fascio;
n	numero di circuiti guasti di quel fascio;
$F_i(t)$	funzione di distribuzione della probabilità di guasto del circuito i-esimo;
$B_{M-n}(t)$	probabilità che $M-n$ circuiti siano occupati;
$N(t)$	probabilità di non servizio all'istante t;
$\in$	significa « appartiene a... »;
$\notin$	significa « non appartiene a... ».

3.1 DISTRIBUZIONE DI PROBABILITÀ DI GUASTO UGUALE PER TUTTI I CIRCUITI.

In questa ipotesi si ha:

$$[1] \qquad F_1(t) = F_2(t) = \ldots\ldots = F_M(t) = F(t) .$$

Il fascio è inutilizzabile se:

— M circuiti sono guasti;

— n circuiti sono guasti e i restanti $M-n$ sono occupati.

La probabilità di non servizio risulta quindi:

$$[2] \quad N(t) = \sum_{n=0}^{M} \binom{M}{n} \cdot [F(t)]^n \cdot [1 - F(t)]^{M-n} \cdot B_{M-n}(t) .$$

3.2 DISTRIBUZIONE DI PROBABILITÀ DI GUASTO DIVERSA PER I VARI CIRCUITI.

In questo caso la probabilità che siano guasti tutti gli M circuiti è $\prod_{i=1}^{M} F_i(t)$ e la probabilità che non sia guasto nessun circuito è $\prod_{i=1}^{M} [1 - F_i(t)]$.

Il numero di combinazioni di n su M circuiti è $\binom{M}{n}$.

Indichiamo con σ_n l'insieme contenente le $\binom{M}{n}$ combinazioni e cioè:

$$[3] \qquad \sigma_n = \left\{\sigma_n(1), \quad \sigma_n(2), \ \ldots\ldots \ \sigma_n\binom{M}{n}\right\} .$$

Una condizione di n circuiti guasti è rappresentata da una ed una sola delle $\binom{M}{n}$ combinazioni contenute in σ_n. Essa si presenta se gli n circuiti di una particolare combinazione $\sigma_n(k)$, contenuta in σ_n, sono guasti, mentre gli altri $M-n$ circuiti, non contenuti in $\sigma_n(k)$, non sono guasti. La probabilità che si verifichi tale condizione è espressa dalla relazione.

$$\prod_{i \in \sigma_n k} F_i(t) \cdot \prod_{i \notin \sigma_n k} [1 - F_i(t)] .$$

La probabilità che siano guasti esattamente n su M circuiti è data da:

$$[4] \qquad \sum_{k=1}^{\binom{M}{n}} \prod_{i \in \sigma_n k} F_i(t) \cdot \prod_{i \notin \sigma_n k} [1 - F_i(t)] .$$

La probabilità di non servizio della rete $N(t)$ è data dalla somma delle probabilità:

— che tutti gli M circuiti siano guasti;

— che n circuiti siano guasti quando i restanti $M-n$ sono occupati;

— che tutti gli M circuiti siano occupati quando non sono guasti.

Tale probabilità può quindi essere espressa, facendo uso delle relazioni già indicate, nel modo seguente:

$$[5] \quad N(t) = \prod_{i=1}^{M} F_i(t) +$$

$$+ \sum_{n=1}^{M-1} B_{M-n}(t) \cdot \left\{ \sum_{k=1}^{\binom{M}{n}} \prod_{i \in \sigma_n k} F_i(t) \cdot \prod_{i \notin \sigma_n k} [1 - F_i(t)] \right\} +$$

$$+ B_M(t) \cdot \prod_{i=1}^{M} [1 - F_i(t)] .$$

4. Espressioni della « probabilità di non servizio » per calcoli pratici di affidabilità.

Nei calcoli di affidabilità relativi ai circuiti e alle reti che, nel quadro delle esigenze operative di una società, possono ritenersi opportuni, l'uso dell'espressione [5] non risulta conveniente. Infatti, in primo luogo si può fare l'ipotesi che la rete sia, per quanto

riguarda la probabilità di guasto, in condizioni di stazionarietà. In secondo luogo per i fasci composti da più circuiti l'ipotesi fatta in precedenza, per la quale l'affidabilità di un fascio può apprezzarsi semplicemente facendo uso delle probabilità di guasto dei singoli circuiti, non appare sufficientemente indicativa: si riscontra infatti in pratica che, oltre ai tempi nei quali sono fuori servizio uno o più circuiti in relazione alle corrispondenti probabilità condizionali, vi sono tempi durante i quali sono fuori servizio gruppi di circuiti o perfino l'intero fascio.

Ciò è dovuto al fatto che in un sistema di trasmissione sussistono, in una certa misura, sia guasti ad organi di canale, sia guasti ad organi comuni (ad esempio filtri di gruppo), che provocano rispettivamente la messa fuori servizio di un circuito o di un gruppo di circuiti. L'affidabilità di un ramo può allora pensarsi più convenientemente esprimibile ricorrendo ad una funzione, che chiameremo *funzione indicativa delle probabilità di guasto*, che potrebbe ad esempio essere definita in corrispondenza di quattro valori $p_{0(M)}$ $p_{1(M)}$ $p_{12(M)}$ $p_{M(M)}$ indicanti le probabilità che il ramo abbia guasti rispettivamente di nessuno, 1, 12 o M su M circuiti. In sostanza si ravvisa per un ramo l'opportunità di considerare varie *probabilità di stato di funzionamento* q_i ricavate dalla conoscenza delle predette probabilità di guasto. È naturalmente possibile, quando sono note le probabilità di guasto dei singoli rami, calcolare le probabilità di stato di funzionamento per una rete costituita da rami collegati in serie e in parallelo tramite nodi.

Con le premesse di cui sopra vengono indicate nel seguito espressioni di calcolo delle grandezze indicative dell'affidabilità che risultano di relativamente più facile impiego e che hanno anche il vantaggio di affrontare il problema in modo affine a quanto già in atto per i calcoli di dimensionamento della rete.

4.1 CALCOLO DELLA « PROBABILITÀ DI NON SERVIZIO » DI UN FASCIO.

Simboli usati:

T	periodo di tempo considerato;
$A_T(t)$	traffico offerto alla rete durante il periodo T;
q_i	probabilità che nel periodo T il fascio si trovi nello stato di funzionamento parziale i-esimo tra n possibili (notiamo che la somma delle probabilità q_i di un fascio vale 1);
B_i	probabilità di congestione qualora con traffico offerto $A_T(t)$ il fascio si trovasse permanentemente nello stato di funzionamento i-esimo tra n possibili;
V_T	volume di traffico non servito nel periodo T.

Con le notazioni di cui sopra e con riferimento al periodo T la *probabilità di non servizio* N_T di un fascio è evidentemente:

$$[6] \qquad N_T = \sum_{i=1}^{v} q_i B_i .$$

Di particolare interesse, anche per un confronto con la *probabilità di perdita* di progetto, appare la *probabilità di non servizio nell'ora di punta* calcolata per un periodo T coincidente con l'ora di punta.

Se in un certo ciclo di tempo C l'andamento del traffico offerto $A_T(t)$ può essere rappresentato mediante un istogramma relativo a vari valori $A_1 \ldots A_k \ldots A_w$ di traffico rispettivamente caratterizzati dalle probabilità $r_1 \ldots r_k \ldots r_w$ e dalle probabilità di perdita $B_{i_1} \ldots B_{ik} \ldots B_{iw}$ si ha:

$$[7] \qquad B_i = \sum_{k=i}^{w} r_k B_{ik}$$

per cui la [6] diventa:

$$[8] \qquad N_T = \sum_{i=1}^{v} q_i \sum_{k=1}^{w} r_k B_{ik} .$$

4.2 CALCOLO DEL « VOLUME DI TRAFFICO NON SERVITO » DI UN FASCIO.

Con le ipotesi ed i simboli descritti in precedenza il volume di traffico non servito risulta:

$$[9] \qquad V_T = \sum_{i=1}^{v} q_i \sum_{k=1}^{w} r_k A_k B_{ik} C .$$

Nello stato di funzionamento della rete associato alla probabilità di guasto totale è $B_i = 1$, per cui tutto il traffico offerto diviene traffico non servito.

5. Esempi.

5.1 CALCOLO DELLA « PROBABILITÀ DI NON SERVIZIO » E DEL « VOLUME DI TRAFFICO NON SERVITO » DI UN FASCIO.

Un fascio è costituito da 48 circuiti ai quali viene offerto nelle ore di punta un traffico di 40 Erlang (1) con una probabilità di perdita di progetto pari a 0,024.

Si vogliono determinare la probabilità media di non servizio nell'ora di punta e in un ciclo di tempo C di 24 ore e il traffico medio non servito in tale ciclo.

I valori delle probabilità parziali di guasto sono:

— probabilità di guasto di un circuito $p_{1\,(48)} = 0{,}003$

— probabilità di guasto di un gruppo di 12 circuiti .... $p_{12\,(48)} = 0{,}001$

— probabilità di guasto totale .... $p_{48\,(48)} = 0{,}001$

Al fascio vengono offerti durante il ciclo tipico C di 24 ore i traffici seguenti:

per un tempo $r_1\, C = 0{,}125C = 3$ ore un traffico $A_1 = 40$ E

per un tempo $r_2\, C = 0{,}125C = 3$ ore un traffico $A_2 = 35$ E

per un tempo $r_3\, C = 0{,}25C = 6$ ore un traffico $A_3 = 20$ E

per un tempo $r_4\, C = 0{,}5C = 12$ ore un traffico $A_4 = 5$ E

I calcoli sono stati eseguiti dapprima determinando le probabilità di stato della rete (fig. 1) e successivamente facendo uso delle [8] e [9].

I risultati ottenuti sono stati:

— probabilità media di non servizio nell'ora di punta .... $N = 0{,}026$

(1) Erlang (E) è l'unità di misura del traffico telefonico: 1 Erlang è il traffico che viene smaltito da un circuito occupato in continuità per la durata di un'ora.

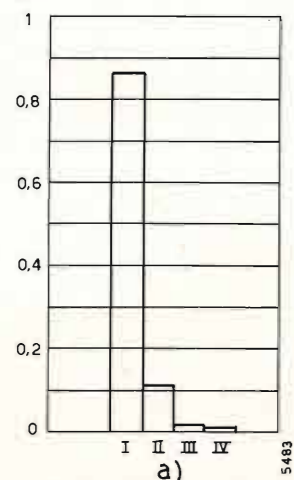



Fig. 1. — Probabilità di stato di funzionamento q_i di un fascio di 48 circuiti per vari casi di probabilità di guasto dei circuiti.

Colonna I: stato di funzionamento di tutti i circuiti
Colonna II: stato di funzionamento di 47 circuiti
Colonna III: stato di funzionamento di 46 circuiti
Colonna IV: altri stati

Probabilità di guasto $p_1 = 0{,}003$
$p_{12} = 0{,}001$
$p_M = 0{,}001$

— probabilità media di non servizio nel ciclo C .... $N_C = 0{,}005$

— volume di traffico medio non servito nel ciclo C .... $V_C = 4$ E.h

5.2 CALCOLO DELLA « PROBABILITÀ DI NON SERVIZIO » E DEL « VOLUME DI TRAFFICO NON SERVITO » PER UN SISTEMA COSTITUITO DA FASCI DIRETTI E DI TRABOCCO PER VARI VALORI DELLE PROBABILITÀ PARZIALI DI GUASTO.

Per un collegamento AB sono disponibili 48 circuiti diretti nel fascio AB e 12 circuiti di trabocco in ciascuno dei fasci AC e CB. Il traffico offerto nell'ora di punta tra A e B è $A = 49{,}2$ E con una probabilità di perdita di progetto pari a 0,02.

Si vogliono determinare, con riferimento all'ora di punta, la probabilità di non servizio e il traffico non servito per i seguenti casi relativi a vari valori delle probabilità parziali di guasto:

caso →	*a*	*b*	*c*	*d*
p_1	0,003	0,006	0,009	0,012
p_{12}	0,001	0,002	0,003	0,004
p_M	0,001	0,002	0,003	0,004

Il calcolo è stato eseguito calcolando dapprima, mediante le leggi di composizione delle probabilità, le probabilità condizionali di stato di funzionamento del fascio diretto AB e del fascio deviato AC-BC. Si sono poi determinati, trascurando i valori di probabilità di stato di funzionamento inferiori ad un valore prefissato, il traffico svolto dal fascio AB e i parametri del traffico di trabocco.

Si sono poi ricavati i traffici casuali equivalenti offerti al fascio deviato AC-CB e quindi le probabilità di non servizio e il volume di traffico non servito relativi a tutto il sistema, con i risultati seguenti:

caso →	*a*	*b*	*c*	*d*
probabilità di non servizio N	0,022	0,024	0,026	0,028
traffico non servito E · h. .. V	1,08	1,18	1,28	1,38

Le probabilità di stato di funzionamento della rete sono state evidenziate nei grafici della figura 2. Si osservi che, come deve essere, la somma dei valori relativi alle colonne I, II, III e IV vale 1.

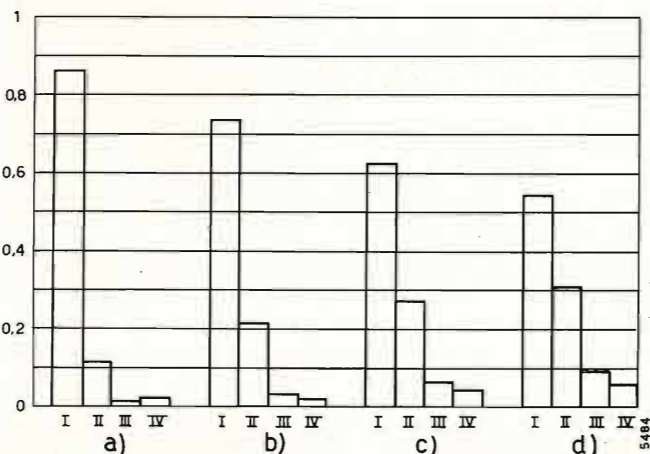



Fig. 2. — Probabilità di stato di funzionamento q_i di una rete costituita da un fascio diretto di 48 circuiti e un fascio deviato di 12 circuiti per vari casi di probabilità di guasto dei circuiti.

Colonna I: stato di funzionamento di tutti i circuiti
Colonna II: stato di funzionamento di 47 circuiti sul fascio diretto e 12 circuiti sul fascio deviato
Colonna III: stato di funzionamento di 46 circuiti sul fascio diretto e 12 circuiti sul fascio deviato
Colonna IV: altri stati

caso →	*a*	*b*	*c*	*d*
p_1	0,003	0,006	0,009	0,012
p_{12}	0,001	0,002	0,003	0,004
p_M	0,001	0,002	0,003	0,004

6. Conclusioni.

Le nuove grandezze *probabilità di non servizio* e *volume di traffico non servito* sembrano poter esprimere in modo conveniente il comportamento della rete in presenza di traffico e di guasti dei circuiti. Mediante l'impiego di queste grandezze è possibile, tra l'altro, valutare quantitativamente i vantaggi che derivano nell'affidabilità della rete dall'impiego di circuiti aventi minori probabilità di guasto, dalla realizzazione di fasci separati su portanti diversi, dall'introduzione di circuiti ridondanti, dall'adozione di varie politiche di gestione e manutenzione. È anche possibile tramite esse determinare le quantità di circuiti necessarie perché il grado di perdita non superi un certo valore prefissato, non più nell'ipotesi di completo funzionamento di tutti i circuiti, ma tenendo conto delle reali probabilità di guasto di questi. (1506)

BIBLIOGRAFIA

1. - LEE L.: *Significance of equipment reliability in telephone networks.* « IEEE Transactions on Reliability », febbraio 1971.

NOTIZIARIO

FLUIDO SILICONICO UTILIZZATO COME MEZZO DI SMORZAMENTO PER GIRADISCHI AD ALTA FEDELTÀ — Un fluido siliconico ad alta viscosità viene utilizzato come mezzo di smorzamento nei bracci fonorivelatori per una serie di giradischi prodotti in Inghilterra dalla Garrard Engineering Ltd. La Garrard applica il fluido Dow Corning 200 — che ha una viscosità molto stabile di 500.000 cs. —

a speciali smorzatori di vibrazione durante il montaggio dei giradischi. Lo smorzatore assicura un abbassamento regolare del braccio verso la superficie del disco. Quando il braccio viene azionato a mano, il fluido garantisce un lento e regolare inserimento nei solchi del disco, evitando danni alla puntina o al tracciato che possono essere provocati da un movimento brusco. (1497)

DISPOSITIVI A RF PER RICE-TRASMETTITORI — La SGS/ATES ha sviluppato due nuovi dispositivi di potenza a radiofrequenza per applicazioni nelle sezioni trasmittenti VHF/UHF dei rice-trasmettitori.

Il primo di questi due dispositivi, denominato 2N 3866 (BFR 97), funziona fino a frequenze di 500 MHz, erogando una potenza di uscita di 1 W. Questo dispositivo trova il suo migliore impiego in tutti i tipi di trasmettitori a modulazione di frequenza (MF) nella banda UHF. Se impiegato come stadio finale, le sue alimentazioni tipiche possono essere di 28 V e 12 V. Come stadio pilota nella stessa applicazione il 2N 3866 può alimentare un transistore di potenza fornendo fino a 25 W con una tensione continua di alimentazione V_{cc} = 28 V.

Il 2N 4427 (BFR 98) funziona nella banda VHF, fornendo tipicamente come stadio di uscita una potenza P_u = 1 W a 160 MHz con V_{cc} = 12 V. Quando viene usato come pilota il 2N4427 può alimentare un transistore di uscita per dare un massimo di 25 W con V_{cc} = 12 V.

Questi due nuovi dispositivi presentati dalla SGS/ATES trovano applicazione anche nei ripetitori telefonici con sistemi coassiali, nelle radio-boe e nei circuiti MATV; sono incapsulati in contenitore TO-39 e disponibili altresì nel campo di temperatura estesa (— 55° C ÷ + 125° C). (1519)

MICROSCOPIO ELETTRONICO A PIÙ ALTA RISOLUZIONE — Il microscopio elettronico a scansione può essere utilizzato secondo due diversi metodi: quello a *trasmissione* e quello a *riflessione*. Nel primo vengono rivelati quegli elettroni del fascio che attraversano il campione in esame; questo metodo ha una risoluzione più elevata ma è adatto specialmente per l'esame della struttura interna del campione. Il metodo a riflessione invece rivela gli elettroni secondari che vengono riflessi dalla superficie del campione in esame ed è quindi più adatto per l'esame superficiale.

Finora però esso presentava una minore risoluzione che non superava i 100 ÷ 200 Angstrom (1 Angstrom = 10^{-10} m) ossia 1 ÷ 2 centesimi di μm.

La Hitachi è riuscita a realizzare il microscopio elettronico a scansione del tipo a riflessione modello HFS-2 con risoluzione di 30 ÷ 50 Angstrom. Con tale microscopio il Prof. Keiichi Tanaka dell'Università di Tottori è riuscito a fotografare, per la prima volta, la struttura a doppia spirale del gene ereditario e il Prof. Kenji Takeya dell'Università di Kyushu ha fotografato un virus sulla superficie di una cellula di sangue.

La difficoltà di conseguire una elevata risoluzione è dovuta alla necessità di ottenere una focalizzazione estremamente accurata del fascio elettronico; focalizzazione che, a sua volta, determina una drastica riduzione dell'intensità del fascio e quindi del segnale utile di uscita.

La Hitachi è riuscita a migliorare la risoluzione usando un nuovo tipo di cannone elettronico basato sull'impiego di un catodo freddo a forma di piccolo ago. L'emissione elettronica è ottenuta per effetto di campo, cioè applicando un elevato potenziale acceleratore, anziché riscaldando il catodo. Si ottiene così una densità di emissione oltre 1000 volte più elevata e una vita del catodo semi-permanente. Per evitare le fluttuazioni dell'emissione occorre che il vuoto sia estremamente spinto; ciò è ottenuto con una speciale pompa a ioni. Inoltre una nuova tecnica di focalizzazione è stata sviluppata per detergere gli elementi gassosi aderenti alla superficie del catodo.

Sostanzialmente i miglioramenti ottenuti col nuovo microscopio elettronico HFS-2 illustrato in figura, sono:

1) intensità del fascio elettronico più elevata; ciò consente di fotografare in minore tempo;
2) si possono effettuare ripetute fotografie dello stesso campione a causa della minore contaminazione dovuta al più elevato grado di vuoto;
3) migliore risoluzione;
4) poiché il catodo è freddo la sua vita è molto più grande.

La Hitachi fornisce per tale microscopio le seguenti caratteristiche:

Risoluzione: immagine ad elettroni secondari 50 Angstrom (garantiti), 30 Angstrom (possibile); immagine TV 150 Angstrom; immagine ad elettroni trasmessi 15 Angstrom;

Amplificazione: immagine ad elettroni secondari 20 ÷ 200.000 volte; immagine ad elettroni trasmessi 50 ÷ 500.000 volte;

Tensione acceleratrice: 1 ÷ 25 kV;

Camera del campione: x, y: ± 5 mm, inclinazione 0 ÷ 45°;

Vuoto: colonna 5 · 10^{-10} torr, camera del campione 5 · 10^{-7} torr;

Indicatori: 2 tubi a raggi catodici con schermo di mm 120 × mm 90. (1513)

SATELLITE PER IL CANADA — La piattaforma elettronica contenente il sistema di comunicazioni per il satellite sincrono Anik I, destinato alle comunicazioni interne nel Canada, viene ispezionato dagli ingegneri della Compagnia Hughes Aircraft capocommessa di tale impresa. Il lancio del satellite, primo di tre in costruzione per la Telesat Canada, è previsto da Capo Kennedy per la fine dell'anno. Anik (che in eschimese significa fratello) avrà la capacità di trasmettere e ricevere 12 canali ognuno dei quali potrà essere destinato ad un programma televisivo a colori o a 960 comunicazioni telefoniche. (1494)

STRUMENTI REGISTRATORI CON EQUIPAGGIO MOBILE LINEARE — Un equipaggio mobile lineare, per comandare direttamente il pennino, viene usato dalla Foster Combridge di Londra nei registratori da essa prodotti in numerosi modelli. Vengono così eliminati i servomotori, gli ingranaggi, i collegamenti meccanici e le spazzole, organi che spesso risultano fra i più soggetti a deterioramento.

Fig. 1

La figura 1 illustra schematicamente la struttura dell'equipaggio mobile a « motore lineare » chiamato « Clear-span ». Fra una sbarra di ferro dolce e una piastra pure di ferro dolce si localizza un campo magnetico prodotto da due magneti permanenti. Attorno alla sbarra è disposta una bobina libera di scorrere lungo tale sbarra. Tale bobina mobile è peraltro richiamata ad una estremità (o comunque in un punto di riposo) da una molla antagonista. Quando la bobina è percorsa da corrente continua essa crea un campo che, reagendo con quello del magnete, richiama la bobina verso una delle estremità della sbarra con una forza F proporzionale alla corrente da misurare che percorre la bobina. L'equilibrio fra la forza antagonista e quella prodotta dalla corrente che percorre la bobina determina la posizione di quest'ultima. La figura 2 riproduce una fotografia dello strumento aperto.

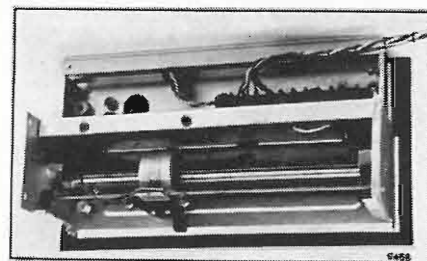



Fig. 2

La risposta del dispositivo è molto rapida e la bobina può percorrere l'intera scala, che può essere lunga fino a 250 mm, in meno di un secondo. La posizione di equilibrio è raggiunta con un'imprecisione minore del ± 0,15% della lunghezza della scala. (1498)

CONVERTE L'ENERGIA SOLARE IN ELETTRICA — Questo sensore, che si orienta automaticamente verso il sole, permetterà ai futuri satelliti terrestri artificiali di « attaccarsi » all'energia solare quando necessario per l'alimentazione della radio o della strumentazione scientifica di bordo. Realizzato presso i laboratori del Radiation Center della Honeywell a Lexington (Massachusetts, USA) esso converte infatti direttamente l'energia solare in energia elettrica. (1526)

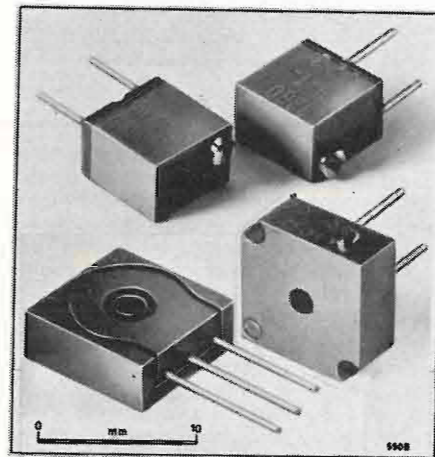
TERMISTORE FUNZIONANTE FINO A 1000° C — La ITT ha presentato un termistore a forma di sonda che viene impiegato nella gamma di temperatura compresa fra 500° C e 1000° C. I precedenti termistori operavano invece solo fino a 300° C.

Questo nuovo termistore (tipo HT 103/750) presenta vantaggi tecnici considerevoli nei confronti degli attuali dispositivi di controllo e misura per alte temperature quali per esempio le termocoppie. Ha infatti un rapidissimo tempo di risposta, elevata sensibilità, la sua robustezza consente impieghi in punti di sondaggio considerevolmente distanti dal punto di misura e con un semplice circuito a transistori si ottiene una precisione di 1° C a 800° C.

Può essere impiegato in forni industriali, in sistemi di riscaldamento a gas o con combustibili liquidi per controllo fiamma, nella misura dei gas di scarico di qualsiasi tipo, per esempio nei jet. (1518)

POTENZIOMETRI MINIATURIZZATI — Due nuovi tipi di potenziometri di ridotte dimensioni sono prodotti dalla Plessey Interconnect.

Il primo riprodotto in basso nella figura (in due modelli fra i quattro disponibili) è un potenziometro a filo di elevate prestazioni ed affidabilità con le seguenti caratteristiche: involucro di plastica completamente sigillato, delle dimensioni di mm 9,5 × mm 9,5 × mm 3,65, capace di sopportare vibrazioni fino a 30 g ed urti fino a 100 g; temperatura di esercizio da — 55 a + 155° C; potenza dissipabile 1 watt a 70° C; gamma di resistenze da 10 ohm a 50 k ohm con tolleranza del 5%; spazzola a frizione per evitare una regolazione forzata oltre i limiti di arresto. I quattro modelli sono: 3290 L a conduttori normalizzati, 3290 H a regolazione laterale; 3290 W a regolazione dall'alto e 3290 P con i reofori ad angolo retto.

Il secondo tipo, riprodotto in alto nei due modelli disponibili e cioè il 3260 W con regolazione dall'alto e il 3260 H con regolazione laterale, ha anch'esso l'involucro di plastica, stagno ai liquidi e alle resine e con buona resistenza all'umidità, avente le dimensioni, ancora più piccole, di mm 6,35 × mm 6,35 × mm 4,3. La potenza dissipabile è di 0,2 watt a 70 °C; gamma dei valori da 10 ohm a 20 k ohm; spazzola a frizione; massima temperatura di esercizio 175° C. (1516)

CONDENSATORI VARIABILI SOTTO VUOTO — I nuovi condensatori variabili sotto vuoto miniaturizzati « CMV » della ITT Jenning, che sono distribuiti dalla ITT Components Group Europe, hanno gamme di capacità da 8 a 650 pF, da 8 a 1000 pF e da 25 a 4.000 pF, tensione di lavoro di 3 kV e correnti da 25 a 45 A eff.

Dispositivi precedenti a parità di caratteristiche avevano un volume 4 volte maggiore. Un nuovo meccanismo di aggiustamento della capacità, interno al condensatore, è il fattore principale che ha determinato la riduzione delle dimensioni. Inoltre la piccola coppia di rotazione necessaria per variare la capacità (solo 18 inch.oz. nel caso del CMV 650), consente l'impiego di un più piccolo meccanismo di trascinamento, riducendo così, sia il costo, sia le dimensioni del dispositivo. Tutte le unità di questa famiglia hanno solidi contenitori ceramici.

La temperatura di funzionamento è da — 55° C a + 125° C e, per la prima volta, unità di produzione normale resistono a prove d'urto di 30 G, vibrazione di 10 G (nella gamma 10 — 500 Hz), alla salsedine e all'umidità.

Questi dispositivi trovano applicazione in apparecchiature ricetrasmittenti mobili e per aerei. La fotografia riprodotta mostra il nuovo condensatore variabile CMW in contenitore di ceramica a confronto con un modello precedente. (1496)

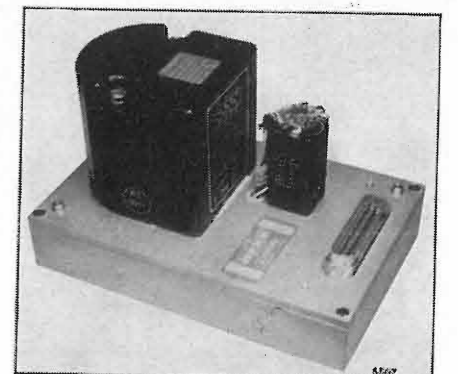
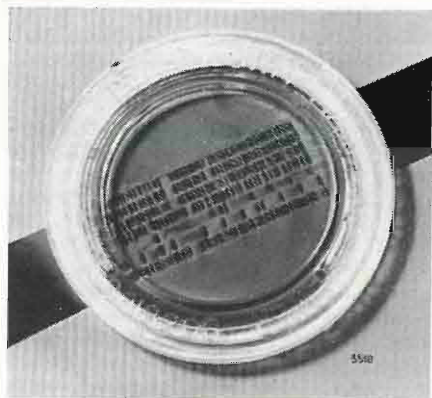
LETTORE OTTICO DI CARATTERI — Il principio di funzionamento sul quale è basato il lettore ottico di caratteri (Optical Character Reader) modello OCR 59 della Hitachi è il seguente: un fascio laser è inviato sul foglio che deve essere letto. Il fascio riflesso è raccolto da un tubo fotomoltiplicatore i cui impulsi sono esaminati da un dispositivo logico opportunamente programmato e studiato per individuare numeri e alcuni simboli o caratteri scritti a mano o stampati. Le difficoltà di riconoscere numeri e caratteri variamente scritti a mano sono state superate in larga misura purché essi siano contenuti in spazi predisposti.

Possono essere lette pagine fino a 29 righe composte, sia di numeri da 0 a 9, sia di altri sei differenti simboli (lettere od altro) in successione qualsiasi, su fogli aventi larghezza compresa fra i 145 e 220 mm, altezza fra 145 e 300 mm e spessore fra 0,1 e 0,18 mm, con un minimo di 14 caratteri per riga se scritti a mano o di 29 se scritti a macchina, ed un massimo rispettivamente di 36 e 72. La velocità di lettura è compresa fra 2150 e 1800 righe all'ora a seconda delle dimensioni del foglio.

Quando un carattere non è riconosciuto esso viene esplorato una seconda volta. Se ciò nonostante esso non viene riconosciuto il fatto viene segnalato su un tubo a raggi catodici. (1525)

ACCORDO VARIABILE AUTOMATICO DEI MAGNETRON — Una nuova tecnica di accordo di magnetron coassiali ad impulsi, chiamata « Accu-tune », è stata messa a punto dalla Varian. Essa consente un preciso accordo elettronico entro una vasta gamma di frequenze in tempi dell'ordine dei centesimi di secondo. Ciò permette per esempio, di combinare ritmicamente, nei radar, la frequenza ad ogni scansione dell'antenna, durante l'inseguimento, mantenendo agganciato il bersaglio. Si rende così più agevole l'attuazione dei sistemi a MTI (Moving Target Indicator) adatti ai bersagli mobili perché l'agilità con cui viene variata (con la necessaria precisione) la frequenza (per esempio: 400 MHz in 50 millisecondi nella banda 9 ÷ 9,5 GHz) consente di migliorare il rapporto fra il segnale dovuto all'eco utile e quello dovuto agli echi spuri di vario genere (ostacoli fissi o riflessioni su terra, mare, pioggia, ecc.) e quindi la loro separazione sull'indicatore del radar.

La figura riproduce il servo amplificatore a stato solido VZW-1010 attuato dalla Varian per il comando di accordo del magnetron SFD-354 G funzionante nella gamma 9 ÷ 9,5 GHz con una potenza di picco minima di 200 kW. Peraltro esso può essere usato anche in altri magnetron coassiali similari.

Il sistema Accu-tune può essere agevolmente ed economicamente applicato ai già esistenti impianti radar con magnetron coassiali Varian. Esso non limita il precedente programma operativo del radar, e può essere usato, oltre che nei sistemi MTI, anche in radar di avvicinamento di precisione, nei radar meteorologici, nei radar sentinella antincendio, ecc. (1515)

VISORE DI REGISTRAZIONI MAGNETICHE SU NASTRO — Il « Plastiform Magnetic Viewer » è uno speciale visore che permette di vedere i segnali registrati sul nastro magnetico da elaboratori elettronici. Si tratta di un piccolo disco di materiale trasparente che contiene microscopiche particelle in sospensione in un liquido speciale. Quando il « Viewer » viene poggiato su un nastro registrato, queste vengono attratte dai segnali, che appaiono visibili sotto forma di linee parallele. Con questo strumento è facile dunque controllare direttamente i segnali registrati, per verificare l'allineamento delle testine, la spaziatura e le cadute di segnale nei nastri. Il controllo del nastro permette anche di avere indicazioni sul funzionamento degli apparecchi.

Questo nuovo visore della 3M Italia ha numerose applicazioni anche nel campo della registrazione audio e video, e serve per verificare se le testine magnetiche, le guide od altre parti metalliche si siano magnetizzate accidentalmente. Il suo potere risolutore è di 800 bit per pollice, cioè si vedono 32 segnali in ogni millimetro di nastro. In condizioni ideali si può vedere un massimo di 64 segnali al millimetro. (1533)

RICETRASMETTITORE UHF-FM PER USO IN AREE ESPLOSIVE — Il ricetrasmettitore SAFE-COM, mod. MC-6 BH illustrato nella figura e prodotto della Symetrics Industries (rappresentanza esclusiva Singer Products Co. New York) è stato particolarmente studiato per l'impiego in aree esplosive a causa di possibili perdite di gas come per esempio nelle raffinerie, nelle petroliere, in alcuni impianti chimici, ecc. È attuato con circuiti a stato solido, con struttura modulare ad innesto per una rapida ed economica manutenzione, e pesa circa 1 kg. (1542)

UN SISTEMA DI COMUNICAZIONE NUMERICO ACCELERA GLI INTERVENTI DELLA POLIZIA — Un sistema di comunicazione numerico con calcolatore, progettato dalla GTE Sylvania Incorporated per diminuire la congestione delle linee ed accelerare le risposte della polizia alle chiamate di emergenza, ha cominciato ad essere impiegato ad Oakland in California.

Si sono installati, su ventotto automezzi di pattuglia, terminali che possono trasmettere la posizione di un veicolo, la sua situazione ed altri messaggi ad un calcolatore del centro operazioni in meno di due secondi. L'informazione è distribuita sulla rete radio della polizia in rapidi comunicati lampo, usando le linee normali che rimangono disponibili in qualsiasi momento per le comunicazioni a viva voce.

Il calcolatore registra messaggi su nastro magnetico ed automaticamente presenta i dati su uno schermo che dà, sulla carta della zona, la situazione. Ciò permette al mittente di stabilire immediatamente l'automezzo adatto da inviare sul luogo di un crimine o di un incidente.

Ogni auto di pattuglia (fig. 1) è dotata di un reticolo elettronico, di una tastiera e di un piccolo schermo televisivo per inviare e ricevere messaggi. La stazione base (fig. 2) è dotata di un minicalcolatore che decifra ed elabora i messaggi, di uno schermo che presenta la situazione in pianta fornendo posizione e stato dei veicoli e di un terminale video a tastiera per inviare e ricevere informazioni. L'ufficiale di pattuglia può riferire la situazione e la sua posizione schiacciando semplicemente un pulsante « situazione » e toccando quindi la carta per indicare la sua posizione. Un segno indicatore in codice a colori appare immediatamente in tale punto sulla pianta al quartier generale. Ciò libera il mittente da frequenti controlli di chiamata e dall'aggiornamento manuale della tavola con la situazione di una pattuglia.

Il sistema permette anche all'ufficiale di pattuglia di inviare messaggi di routine e riconoscimenti, premendo un bottone. Inoltre, mediante la tastiera,

Fig. 1

può anche trasmettere testi numerici e descrittivi. Controlli di permessi di circolazione possono venire effettuati in pochi secondi dalle auto di pattuglia direttamente negli archivi del calcolatore.

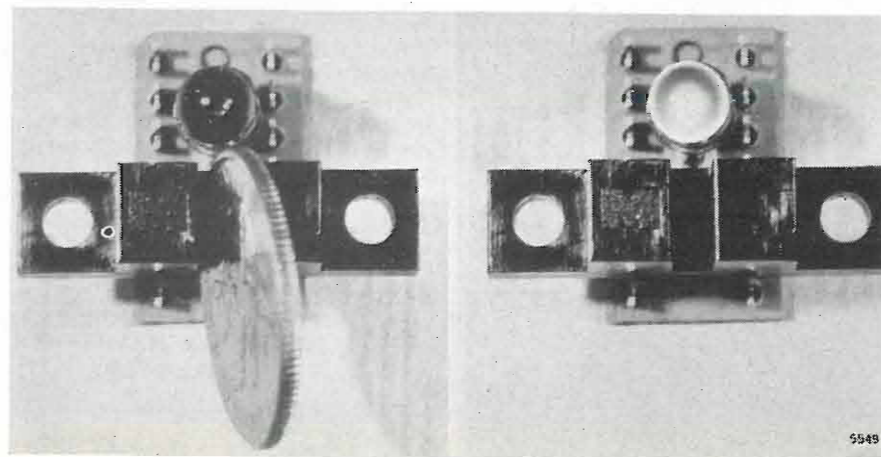
Un dispositivo di sicurezza del sistema permette ad un ufficiale di chiedere aiuto semplicemente premendo un pulsante d'emergenza. (1545)

Fig. 2

FOTO-COMMUTATORE A STATO SOLIDO — In questo Notiziario si è già fatto cenno al « fotoaccoppiatore » della Monsanto MCA2 (v. n. 3, 1972, pag. 119). Sullo stesso principio è attuato il foto-commutatore (nei due modelli MCA 8 e MCA 81) attuato per segnalare la presenza o no di un oggetto in un determinato spazio fra due espansioni. Ciò si vede nelle fotografia riprodotta in cui, nel caso di sinistra, la presenza di una moneta, intercettando il raggio infrarosso prodotto da un LED (Light Emitter Diode), determina lo spegnimento della lampadina spia; a destra invece il raggio infrarosso perviene ad un sensore a stato solido del tipo foto-darlington che causa l'accensione della lampadina spia.

La nuova unità è molto sensibile e consente l'interfaccia diretta con le logiche TTL. La parte rivelatrice è posta in una zona nascosta alla luce ambiente in modo da ottenere un elevato rapporto segnale/disturbo anche in ambienti molto luminosi; ha un accurato allineamento, non utilizza alcuna lente, ha elevata capacità di dissipazione del calore e sopporta elevata umidità e forti sbalzi di temperatura.

Applicazioni del nuovo dispositivo si prevedono in numerosi campi (sensore della perforazione di cartoline e nastri negli elaboratori; posizionatori di dischi o di altri dispositivi; sensore di estremità o di limite in lavorazioni meccaniche; sensore di continuità di fibre, fili, ecc.; sensore di livello in liquidi opachi, ecc.

I due modelli differiscono nel rapporto di trasferimento fra la corrente del LED e quella di collettore che è del 12,5% per l'MCA 8 e del 3% per l'MCA 81; per il primo il tempo d'inserzione è di 0,3 ms, per il secondo di 0,15 ms; il tempo di apertura è rispettivamente di 1 e 0,2 ms. (1540)

DISPOSITIVO ANTICOLLISIONE PER AUTOVEICOLI — Cinque apprendisti della British Aircraft Co. hanno costruito, durante un corso speciale preuniversitario, un dispositivo sperimentale che evita le collisioni fra autoveicoli. Agli apprendisti fu consentita una spesa per materiali di 100 sterline (150.000 lire) e fu fissato un termine di tredici settimane per portare a termine la loro apparecchiatura che fu installata su una vecchia vettura tipo famigliare.

Usando un segnale radar per rivelare ostacoli davanti al veicolo il dispositivo automatico può chiudere la farfalla del carburatore, se ciò è sufficiente per evitare la collisione, oppure può contemporaneamente agire più o meno energicamente sui freni, se necessario.

Il veicolo sperimentale è provvisto di due antenne radar a tromba installate sul tetto della vettura; in una versione più accurata, destinata alla produzione, si pensa che tali antenne potrebbero essere nascoste, per esempio, nei paraurti. Si stima che il costo dell'installazione prodotta in serie dovrebbe far aumentare il prezzo del veicolo nuovo di circa 100.000 lire.

Il dispositivo funziona misurando tre parametri:

— la distanza fra gli ostacoli;

— la velocità di avvicinamento (od allontanamento) fra essi;

— la velocità effettiva del veicolo.

Le prime due misure sono effettuate elettronicamente dal radar, la terza è determinata elettro-meccanicamente usando il tachimetro della vettura.

Queste tre misure vengono continuamente introdotte in un elaboratore programmato che:

a) decide di non intervenire se non vi è pericolo;

b) decide di chiudere la farfalla se ciò determina una sufficiente decelerazione;

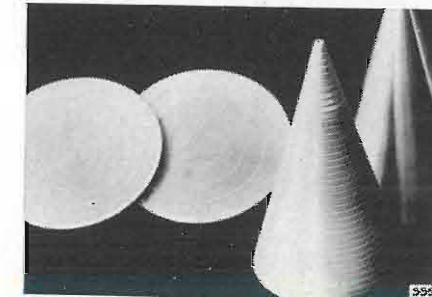
c) agisce dolcemente anche sui freni;

d) agisce sui freni in modo energico in caso di emergenza.

La chiusura dalla farfalla è ottenuta mediante un piccolo motore elettrico che modifica e scavalca il normale accoppiamento con il pedale dell'acceleratore.

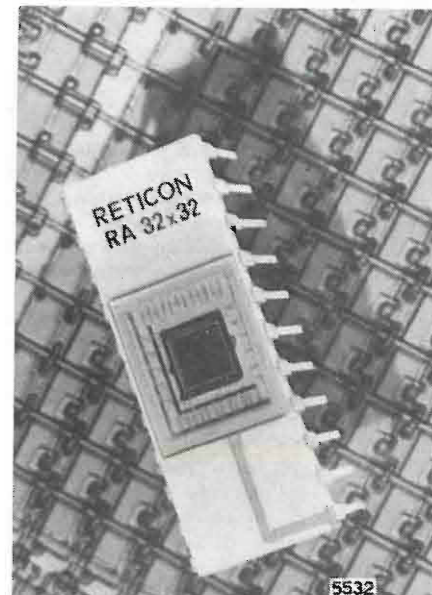
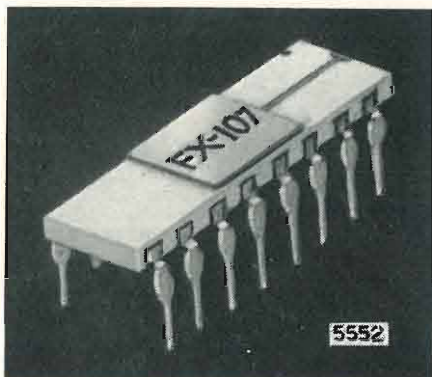
La decisione dell'elaboratore di agire sui freni è trasmessa mediante un relé ad un solenoide che mette in pressione il liquido dei freni idraulici servo assistiti. Una valvola provvede a isolare il dispositivo di comando manuale del freno mentre è ancora consentito il comando a pedale.

L'intero sistema funziona con alimentazione indipendente da quella normale della vettura, non richiede nessun organo riflettente particolare né tanto meno un trasmettitore sull'ostacolo; esso funziona con qualsiasi tempo. Un semplice commutatore « si-no » consente di inserire o disinserire il dispositivo. (1539)

ANTENNE A SPIRALE — Antenne a spirale piatta e spirale-coniche in Polyplate (PTFE metallizzato secondo originale procedimento di elettrodeposizione) prodotte dalla Polyflon Resine di Milano (società del gruppo Angst-Pfister) sono illustrate nella fotografia riprodotta. Hanno dimensioni sensibilmente ridotte e sono particolarmente studiate per l'impiego in apparati di trasmissione omnidirezionale a larghissima banda operanti a frequenze da 0,5 a 12 GHz. (1543)

OCCHIO ELETTRONICO A STATO SOLIDO — La Società Eledra 3S di Milano annuncia che la sua Casa Madre RETICON ha realizzato un sensore d'immagine (RA 32 × 32) a scansione interna in una sola piastrina (chip). La matrice ottica è composta da 1.024 fotodiodi in un quadrato 32 × 32 distanziati fra loro di 1/10 mm. I registri di slittamento e tutti i circuiti di commutazione per l'accesso ai fotodiodi sono contenuti nella stessa piastrina dei fotodiodi.

Questo dispositivo equivale ad un Vidicon a bassa risoluzione con i vantaggi, rispetto a quest'ultimo, di elevatissima accuratezza geometrica, alta sensibilità, piccole dimensioni, bassa tensione, basso consumo ed elevata affidabilità.

L'involucro è uno standard DIP ceramico a 22 piedini.

Si prevedono applicazioni nel riconoscimento elettronico d'immagini, in memorie ottiche e nella sorveglianza. (1537)

RICE-TRASMETTITORE DI « INDIRIZZI » MONOLITICO — Il dispositivo FX-107 è un trasmettitore-ricevitore di « indirizzi » a tre toni sequenziali, di elevate prestazioni, costruito in forma monolitica con tecnica MOS (Metal Oxide Silicon). Esso è destinato a sistemi di segnalazione selettiva nei quali operazioni specifiche di commutazione devono essere effettuate e selezionate da punti remoti collegati fra loro con

normali linee di trasmissione. L'FX-107 è il primo dispositivo di questo genere che consente di fissare nuove e più severe norme in questo campo, pur conseguendo maggiore semplicità ed economia. Praticamente il numero di stazioni esterne che possono essere collegate alla linea è illimitato. Il collegamento può essere a fili o in ponte radio; una grande varietà di comandi di commutazione può essere diretta ad una stazione prescelta.

Il dispositivo emette un tono di gruppo comprendente tre distinte frequenze trasmesse in successione prefissata. La frequenza e la successione dei tre toni costituisce una codificazione che sarà riconosciuta da un determinato ricevitore che utilizza la stessa codificazione. La scelta delle tre frequenze e della loro successione si effettua variando il valore di tre resistenze esterne all'FX-107. Anche la durata delle singole note e quella del gruppo sono aggiustabili indipendentemente in un vasto campo.

Alla ricezione l'FX-107 reagisce solo al prefissato indirizzo a tre toni che è regolabile con componenti simili a quelli usati per formare il tono di gruppo in trasmissione. Inoltre l'intero indirizzo a tre toni deve essere ricevuto entro un determinato intervallo di tempo a partire dalla ricezione del primo tono; questo tempo di « porta » è regolabile per adattarlo all'intervallo di trasmissione adottato. È così possibile formare centinaia di migliaia di indirizzi diversi.

L'FX-107 è particolarmente adatto nei « transponder ». In questo ruolo la ricezione di un indirizzo può determinare automaticamente un codice di risposta che assicuri che il collegamento è correttamente stabilito.

Una importante caratteristica del dispositivo è l'estrema semplicità della regolazione di adattamento della impedenza col canale di trasmissione.

Il dispositivo presentato dalla Consumer Microcircuits Ltd. (Essex, Inghilterra) è realizzato in una sola piastrina MOS/LSI e montato, come si vede nella fotografia riprodotta, in un contenitore « dual in line » a 16 reofori; esso funziona con tensioni continue comprese fra 8 e 15 V con un assorbimento medio di 5 mA. (1544)

ESPOSIMETRO CUMULATIVO DI RUMORE — La fotografia riprodotta illustra un esposimetro cumulativo di rumore che può essere fissato con una « clips » nel taschino della camicia di un operaio od impiegato. Esso, con il suo microfono incorporato, rivela il « peso » del rumore totale accumulato durante le ore di lavoro in modo da determinare se tale esposizione al rumore rientri nei limiti fissati dal OSHA (Occupation Safety and Healt Act).

Tale apparecchio, costruito dalla General Radio (rivolgersi a General Radio Italia, Milano), è denominato « 1944 Noise Exposure Monitor » ed è alimentato da una pila di 9 V per circa 300 ore di servizio. Il dispositivo

è a prova di manomissione perché non ha nessun indicatore o comando visibile. L'interruttore è nascosto e comandato dall'incaricato della supervisione del programma di misura del rumore.

Il recupero dell'informazione immagazzinata è effettuato dal corrispondente apparecchio « 1944 Noise Exposure Indicator », nel quale, alla fine della giornata di lavoro, viene innestato il « Monitor ». Premendo un bottone un indicatore numerico a diodi ad emissione di luce (LED) fornisce la percentuale di rumore accumulato rispetto al massimo ammesso secondo l'OSHA. Un'importante caratteristica dell'indicatore 1944 è la possibilità di effettuare rapidamente la calibrazione acustica all'inizio e alla fine di ogni periodo di misura. (1535)

UNITÀ STABILIZZATRICE PER CIRCUITI STAMPATI — Per poter alimentare i dispositivi logici TTL (transistor transistor logici) la ditta inglese Davian Instruments Ltd. di Luton (Inghilterra) costruisce un'unità (DT 5-3) delle dimensioni di mm 50 × mm 50 × × mm 25 che, alimentata a c.c. con una tensione non stabilizzata di circa 7 V (non inferiore a 6,5 V), fornisce una tensione stabilizzata e priva di ondulazione di 5 V, con corrente fino a 3 A e con rendimento che può raggiungere il 75%.

L'unità è provvista di un'entrata per il comando che può interrompere l'erogazione in un tempo di 1,5 ms e può ripristinare l'erogazione di corrente in un tempo di 0,25 ms.

Con carico di2 A e comandando l'unità in modo da ottenere sul carico una corrente a forma d'onda rettangolare di 30 kHz i transitori d'uscita hanno un'ampiezza non superiore a 80 mV e una durata di 0,5 ÷ 1 ns. L'impedenza interna di uscita, alla frequenza suddetta è di 1 m ohm. Con carico di 3 A l'ondulazione e il rumore nella banda da 0 a 1 MHz è inferiore a 300 microvolt picco-picco. (1536)

SCARTI DEI SEGNALI DI TEMPO DELL'ISTITUTO ELETTROTECNICO NAZIONALE (IEN)

(V. n. 6, 1972, p. 238)

SETTEMBRE 1972			OTTOBRE 1972		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
4		—193,3	4		—101,3
9		—179,6	9		—84,6
14	0	—165,1	14	0	—68,3
19		—150,0	19		—52,0
24		—134,0	24		—35,8
29		—117,7	29		—19,8
NOVEMBRE 1972			**DICEMBRE 1972**		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
3		— 3,8	3		+ 95,6
8		+12,2	8		+112,0
13	0	+28,5	13	0	+128,3
18		+45,1	18		+144,4
23		+61,9	23		+160,5
28		+78,8	28		+176,4

a) Giorni del mese; *b*) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (BIH) in ms (media mensile); *c*) Scarti di tempo TUC (IEN) - TU1 (BIH) in ms. (1554)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

CAMENZIND H. R.: **Electronic integrated systems design.** « Van Nostrand Reinhold Co. », New York, 1972.

Un volume di x + 332 pagine, formato cm 16 × cm 23,5 con 301 figure.

Il volume è stato scritto allo scopo di illustrare, a chi usa i circuiti integrati, le tecnologie adottate per la fabbricazione di questi componenti ed i criteri secondo i quali vengono sviluppati. Nella prefazione l'autore afferma che è venuta a crearsi una lacuna di conoscenze tecnologiche in molti progettisti di apparati elettronici, di conseguenza essi sono ancora legati a soluzioni circuitali tradizionali mentre chi realizza i circuiti integrati deve adottare schemi appropriati alle possibilità e limitazioni offerte da questi nuovi processi di fabbricazione. Non di rado i progettisti, che per ragioni di affidabilità, spazio e costo intendono far realizzare in forma integrata i loro circuiti, scoprono che i medesimi devono essere sviluppati con altri criteri. La tecnologia dei circuiti integrati ha infatti capovolto il valore economico dei componenti elementari; le resistenze e soprattutto le capacità risultano più difficoltose da realizzare degli elementi attivi mentre il numero di questi ultimi ha scarsa incidenza nel costo complessivo.

Il volume si articola in cinque parti per complessivi ventidue capitoli. L'esposizione, prevalentemente descrittiva, è corredata da accurate figure, schemi e fotografie; al termine di ogni capitolo sono riportate varie informazioni bibliografiche.

La prima parte del libro è dedicata alla descrizione del processo monolitico planare che è alla base della fabbricazione dei circuiti integrati e termina con un capitolo sui costi dei vari stadi di fabbricazione e sulla convenienza economica dell'integrazione dei circuiti elettronici.

La seconda parte comprende dieci capitoli e descrive i metodi di costruzione e le caratteristiche che assumono i componenti integrati: resistori, condensatori, transistori NPN e PNP, diodi, diodi Zener, diodi Schottky, transistori ad effetto di campo e MOS, rettificatori controllati. L'ultimo capitolo prende in considerazione tensione, corrente, potenza e frequenze massime applicabili e le prospettive del futuro.

La terza parte tratta gli schemi base più in uso nei circuiti integrati. Un capitolo descrive le varie strutture dei circuiti numerici flip-flop nelle diverse configurazioni, porte, celle di memoria, vari tipi di stadi d'uscita, trigger di Schimtt, registri a spostamento e multivibratori. Segue un capitolo dedicato ai circuiti lineari che riporta un'ampia rassegna dei vari schemi di principio che concorrono a formare questo genere di dispositivi. Sono descritti: il doppio stadio amplificatore controreazionato, gli stadi di entrata differenziali, il modulatore d'ampiezza, vari tipi di generatori di corrente, convertitori numerico-analogici, moltiplicatori, alcune applicazioni degli amplificatori operazionali e dei sistemi ad aggancio di fase in retroazione, amplificatori a larga banda, comparatori, sorgenti e regolatori di tensione, convertitori tensione-corrente, generatori di forme d'onda.

Nell'ultima parte del libro sono illustrati i metodi in uso per i montaggi sperimentali di prova o per piccole produzioni, i procedimenti per disegnare i « master » manualmente e con l'aiuto del calcolatore, i sistemi di controllo e verifica di funzionamento parziali e a prodotto finito, il montaggio della lastrina di silicio, la saldatura delle connessioni e l'incapsulamento.

L'opera, non scendendo in particolari che potrebbero interessare solo gli specialisti, ha il pregio di riunire sotto forma di guida pratica tutte quelle nozioni fondamentali in materia di circuiti integrati che, dato il loro prevedibile sviluppo, diverranno indispensabili a chiunque si occupi di realizzazioni nel campo elettronico.

Riportiamo i titoli dei capitoli e le pagine ove essi hanno inizio.

Parte 1ª: *Fondamenti* (p. 1). Cap. 1º: Interfacce (p. 3); Cap. 2º: Rassegna del processo di integrazione (p. 13); Cap. 3º: Il problema economico (p. 45).

Parte 2ª: *Componenti del processo di integrazione* (p. 57). Cap. 4º: Resistori (p. 59); Cap. 5º: Condensatori (p. 83); Cap. 6º: Transistori NPN (p. 101); Cap. 7º: Transistori PNP (p. 126); Cap. 8º: Diodi, diodi Zener (p. 135); Cap. 9º: Diodi a barriera Schottky (p. 141); Cap. 10º: Transistori a giunzione ad effetto di campo (p. 151); Cap. 11º: Transistori a MOS (p. 158); Cap. 12º: Dispositivi speciali (p. 173); Cap. 13º: Tensione, corrente, potenza e frequenza massime (p. 178).

Parte 3ª: *Integrazione del sistema* (p. 189). Cap. 14º: Suddivisione del sistema (p. 191); Cap. 15º: Elementi numerici, circuiti e sottosistemi (p. 195); Cap. 16º: Elementi lineari, circuiti e sottosistemi (p. 224).

Parte 4ª: *Guida agli stadi del progetto* (p. 273). Cap. 17º: Prototipi (p. 275); Cap. 18º: Substrato (p. 281); Cap. 19º: L'aiuto dell'elaboratore elettronico nel progetto (p. 290); Cap. 20º: Prove (p. 297); Cap. 21º: Incapsulamento e sistemi ibridi (p. 305); Cap. 22º: Affidabilità (p. 318).

A.R. (1553)

AGGARWAL J.K.: **Notes on nonlinear systems.** « Van Nostrand Reinhold Co ». New York, 1972.

Un volume di VIII + 214 pagine, formato cm 13 × cm 20,5 con 39 figure.

Questo volumetto introduce allo studio matematico dei fenomeni non lineari attraverso i sistemi di equazioni differenziali del secondo ordine, per poi passare ad una analisi più approfondita dei vari algoritmi.

Dopo una prima introduzione generale, nel primo capitolo, sull'impostazione base dei problemi non lineari, è studiata l'analisi sul piano delle fasi (nel senso di Poincaré). Successivamente è affrontato il problema della stabilità; sono esaminati i vari tipi di stabilità e inerentemente i vari procedimenti per definirla e precisarla.

Il concetto di stabilità locale è illustrato nel 3º capitolo attraverso lo studio dei criteri di Liapunov e di Popov. La seguente parte del testo è dedicata alle applicazioni analitiche sui sistemi quasi lineari e alle oscillazioni rilassate. Le tecniche di attacco analitico mediante calcolatori sono presentate in forma chiara e perspicua. Molti esempi numerici sono sviscerati in molti campi di applicazione delle varie tecniche (elettroniche e meccaniche).

Si tratta di un testo agile e di semplice comprensione atto ad iniziare lo studioso in un campo assai importante dell'analisi matematica applicata.

Ecco l'elenco dei capitoli con l'indicazione della pagina di inizio:

Cap. 1º: Introduzione (p. 1); Cap. 2º: Analisi sul piano delle fasi (p. 9); Cap. 3º: Stabilità dei sistemi non lineari (p. 34); Cap. 4º: Cicli limite e limiti di ampiezza (p. 74); Cap. 5º: Metodi di approssimazione (p. 112); Cap. 6º: Metodi di attacco mediante il calcolatore elettronico (p. 152). Seguono due appendici e la bibliografia.

V.B. (1529)

GUNSTON M.A.R.: **Microwave transmission line impedence data.** « Van Nostrand Reinhold Co ». Londra, 1972.

Un volume di x + 118 pagine, formato cm 22 × cm 28,5, con 83 figure e numerose tabelle. Rilegato.

In un unico volume sono presentate in forma concisa e accessibile informazioni e dati relativi alle linee di trasmissione, dalle più comuni strutture alle meno usuali.

L'argomento relativo al progetto delle linee di trasmissione, dopo un periodo di relativo ristagno, è riapparso con rinnovato interesse per l'avvento delle nuove tecnologie relative ai circuiti integrati con film spesso e film sottile; ciò ha condotto ad un rapido sviluppo di nuovi tipi di strutture circuitali adatte a soddisfare le crescenti necessità poste dalle moderne tecnologie radar, comunicazioni spaziali, calcolatori, telecomunicazioni, ecc. stimolando in taluni casi lo sviluppo di nuove forme di linee di trasmissione e spesso un riesame di quelle già conosciute.

Per ogni capitolo è stato redatto un testo relativo all'argomento, completato dai dati raccolti in tabelle e grafici; il tutto con molta chiarezza e concisione.

Questo libro può risultare di grande utilità al progettista, al ricercatore, allo studente anche per la ricca bibliografia di cui è corredato ciascun capitolo.

I capitoli in cui esso è suddiviso sono i seguenti:

Cap. 1º: Introduzione (p. 1); Cap. 2º: Linee di trasmissione che utilizzano conduttori di sezione circolare (p. 5); Cap. 3º: Linee di trasmissione che utilizzano conduttori di sezione rettangolare (p. 19); Cap. 4º: Linee di trasmissione che utilizzano conduttori di ambedue le sezioni, circolare e rettangolare (p. 63); Cap. 5º: Linee di trasmissione di sezione non usuale (p. 83); Cap. 6º: Linee di trasmissione accoppiate (p. 93).

G.P.P. (1531)

VARAIYA P. P.: **Notes on optimization.** « Van Nostrand Reinhold Co. », New York, 1972.

Un volume di VIII + 202 pagine formato cm 12,5 × cm 20,5 con 30 figure.

In questo agile volumetto che appartiene alla collana « Notes on System Sciences », P. P. Varaiya, dell'Università di California, tratta in maniera elegante e compatta i principali concetti e le principali tecniche matematiche aventi per obiettivo l'ottimizzazione di un processo o il conseguimento della soluzione ottimale di un problema.

Per una proficua lettura di questi appunti si richiede nel lettore una discreta conoscenza delle principali branche dell'analisi con particolare riferimento alle funzioni implicite, agli elementi dell'algebra lineare ed alla teoria delle equazioni differenziali lineari.

Gli esempi e gli esercizi che compaiono nel testo fanno parte integrante di questo manualetto che è informato dallo spirito di mettere in grado il lettore di applicare a problemi concreti le tecniche ed i metodi che quivi vengono trattati.

L'autore, nell'intento di rendere agevole e sciolta la lettura di questa sua opera, ha fatto il possibile per rendere i vari capitoli autosufficienti accettando di ricorrere alle ripetizioni ove ciò si rendeva indispensabile per la chiarezza della trattazione. Nonostante questo criterio informativo cui si ispira il volume, è necessario leggere prima il 5º capitolo per potere comprendere il 6º ed il 7º per ben comprendere l'8º. Riportiamo qui di seguito l'indice dei nove capitoli, affinché ci si possa fare una idea più precisa della materia trattata.

Cap. 1º: Introduction (p. 1); Cap. 2º: Optimization over an open set (p. 11); Cap. 3º: Optimization over sets defined by equality constraints (p. 22); Cap. 4º: Optimization over sets defined by inequality constraints: linear programming (p. 39); Cap. 5º: Optimization over sets defined by inequality constraints: nonlinear programming (p. 76); Cap. 6º: Sequential decision problems: discrete-time optimal control (p. 119); Cap. 7º: Sequential decision problems: continuous-time optimal control of linear system (p. 137); Cap. 8º: Sequential decision problems: continuous-time optimal control of nonlinear systems (p. 145); Cap. 9º: Sequential decision problems: dinamic programming formulation (p. 185).

Seguono la bibliografia (p. 196) e l'indice alfabetico (p. 201).

I.G. (1551)

CHANDOR A.: **Dizionario di informatica.** « Zanichelli », Bologna, 1972. Edizione italiana, tratta dall'inglese, a cura di Rapelli G.

Un volume di XVI + 356 pagine, formato cm 18 × cm 26.

Prezzo lire italiane 5800

Informatica è il neologismo con cui, grosso modo, viene designata la scienza che si occupa dei calcolatori e del loro impiego.

L'esigenza di informarsi su questa nuova scienza è sentita, oltre che dai tecnici, dagli stessi profani i quali divengono ogni giorno più coscienti del fatto che gli elaboratori elettronici sono divenuti parte integrante del loro mondo quotidiano.

L'avvento ed il tumultuoso sviluppo degli elaboratori elettronici ha prodotto, e produrrà vieppiù nel futuro, un profondo mutamento non solo nelle strutture e nelle attività specificatamente produttive o di ricerca della società moderna ma anche nel comportamento, nell'attività quotidiana e nella visione del mondo dell'uomo della strada. La rivoluzione che questi complessi elettronici hanno prodotto nella gestione dell'informazione è paragonabile a ciò che hanno rappresentato la prima e la seconda rivoluzione industriale per ciò che concerne la produzione di beni.

Di questa rivoluzione, che da circa un ventennio va compiendosi sotto i nostri occhi, il pubblico dei « non addetti ai lavori » sta prendendo confusamente coscienza anche a causa della proliferazione di termini, di neologismi, che nati con e per gli elaboratori, stanno filtrando sui giornali e nel linguaggio parlato. Questi termini, questi neologismi, che nel loro complesso costituiscono oggi il gergo degli specialisti, vengono sovente usati nel linguaggio ordinario con incertezza, promiscuità ed improprietà.

Il Dizionario si propone pertanto di contribuire, con la corretta definizione dei termini e con la precisazione dei concetti, ad una messa a fuoco e ad una più manifesta presa di coscienza, da parte dei vari lettori, di questo fenomeno globalmente denominato Informatica. Il Dizionario non è però di minore utilità agli specialisti, non fosse altro che per controllare il significato di termini ad essi familiari o per apprendere, con sufficiente precisione, il significato di termini che si riferiscono a settori dell'elaborazione dati non facenti parte del loro campo di specializzazione.

Basata su un originale inglese, l'opera si propone al lettore italiano come un Dizionario italiano di Informatica, nonostante che l'Informatica ed il suo linguaggio siano soprattutto una creazione anglosassone. Infatti il curatore dell'edizione italiana si è sforzato, nel limite del possibile, di presentarci la materia trattata verosimilmente come sarebbe se si fosse sviluppata nel nostro Paese. Egli si è attenuto, di massima, al criterio di accettare in italiano solo quei termini anglosassoni che, per il loro uso generalizzato o per l'inesistenza di termini italiani equivalenti (quali hardware e software), non si prestavano ad una conveniente traduzione. In ogni altro caso egli ha preferito usare termini ed espressioni italiane, anche a costo, talvolta, di accettare quelli non correttamente derivati dall'angloamericano.

Accanto ad ogni termine italiano si troverà il termine o il complesso di termini angloamericani equivalenti ed alla fine del Dizionario si troverà una appendice di riferimento inglese-italiano che fornisce la corrispondenza inversa.

I.G. (1552)

PIZZIOLA A.: **Le misure di elettronica generale.** « Ed. ISEAT », Torino, 1972.

Un volume a fogli mobili, in raccoglitore, di 328 pagine, formato cm 24 × cm 30,5, con 359 figure.

Prezzo lire italiane 6800

Come quelli precedentemente recensiti (v. « Elettronica e Telecomunicazioni » n. 5/1972, pag. 204) si tratta di un libro scritto essenzialmente a fini didattici. Questo volume è dedicato alle misure di elettronica e, con quella qui presentata, è pervenuto alla sua terza edizione, completamente rifatta. Il libro comprende sia la teoria, sia la descrizione delle esercitazioni per le quali, nel raccoglitore, sono uniti anche i fogli necessari per stenderle (bianchi, millimetrati, logaritmici).

La teoria comprende: il principio di funzionamento degli strumenti di misura elettrici ed elettronici, gli effetti della loro inserzione nei circuiti in prova, i criteri di misura sui componenti, il concetto di affidabilità, le prove di collaudo su alimentatori, amplificatori, circuiti a scatto, ecc., l'intepretazione dei dati dei circuiti integrati lineari.

Ogni capitolo contiene, prima la teoria, poi le relative esercitazioni di misure; la successione dei capitoli è scelta in modo da rendere graduale l'introduzione alle tecniche di misura per gli allievi che affrontano tale compito per la prima volta; studio, calcoli di progetto e misure di verifica sono condotti in correlazione fra loro e con le esercitazioni pratiche di montaggio.

Volendo la ISEAT fornisce anche i materiali e le attrezzature necessarie per eseguire le esercitazioni descritte che, peraltro, possono essere effettuate con i normali strumenti ed apparecchiature di misura.

Il volume è diviso nelle seguenti parti: 1: Strumenti di misura elettrici ed elettronici (24 p. con 2 esercitazioni; 2: Misure sui componenti elettronici (54 p. con 8 eserc.); 3: L'oscilloscopio a raggi catodici (30 p. con 6 eserc.); 4: Filtri e attenuatori (44 p. con 7 eserc.); 5: Misure sugli alimentatori (48 p. con 8 eserc.); 6: misure sugli amplificatori (58 p. con 9 eserc.); 7: Circuiti di commutazione (30 p. con 4 eserc.); 8: Circuiti integrati lineari (27 p. con 6 eserc.).

Si tratta di un'opera interessante ed accurata che troverà certamente un vasto impiego presso gli Istituti tecnici industriali (sezione Elettronica o Telecomunicazioni) per i quali è stato espressamente ideato e scritto.

(1556)

BARBAGIOVANNI G. V.: **Lezioni di radioelettronica.** « Levrotto e Bella », Torino, 1972.

Un volume di XVI + 596 pagine formato cm 17,5 × cm 24,5, con 428 figure e varie tavole fuori testo.

Prezzo lire italiane 9000

È questo il secondo volume dell'opera che è stata brevemente recensita nel n. 5/1972 di questa rivista. In altri 28 capitoli (che si aggiungono ai 30 del volume precedente) sono trattati quasi

tutti gli argomenti della moderna radio-elettronica, con indirizzo prevalentemente applicativo. Sono considerati soprattutto i circuiti a semiconduttori anche se vengono studiati abbastanza frequentemente circuiti a tubi elettronici. Invece meno sviluppata è la parte dedicata ai circuiti integrati i quali, del resto, trovano applicazione prevalente negli elaboratori elettronici e nell'elettronica professionale (trasmissione dati e telecomunicazioni, applicazioni militari e spaziali, comandi numerici e telecomandi) argomenti non trattati nel volume.

Come nel precedente volume l'esposizione è moderna e chiara. La stampa litografica è accurata con nitide figure.

Come di consueto elenchiamo i titoli dei capitoli (con l'indicazione fra parentesi della pagina d'inizio, che consente di valutare lo viluppo dato ai vari argomenti).

Parte I - *Tecnica impulsiva* (p. 1).

Cap. 1º: I tubi e i transistori in regime impulsivo (p. 3); Cap. 2º: Circuiti squadratori, clamp, derivatori, integratori (p. 19); Cap. 3º: Multivibratori a tubi (p. 30); Cap. 4º: I multivibratori a transistor (p. 65); Cap. 5º: I circuiti contatori elettronici (p. 118); Cap. 6º: Circuiti speciali (p. 125); Cap. 7º: L'uso delle trasformate di Laplace (p. 157).

Parte II - *Cenni sui circuiti logici* (p. 178). Cap. 8º: (p. 179).

Parte III - *Cenno sui circuiti integrati* (p. 209). Cap. 9º: (p. 211).

Parte IV - *Le radiocomunicazioni* (p. 233).

Cap. 10º: Generalità sulle radiocomunicazioni (p. 235); Cap. 11º: Le linee di trasmissione e i filtri di frequenza (p. 240); Cap. 12º: La propagazione delle onde radio (p. 284); Cap. 13º: Le antenne (p. 308); Cap. 14º: Modulazione continua (p. 362); Cap. 15º: Modulazione ad impulsi (p. 376).

Parte V - *Radioapparati* (p. 385).

Cap. 16º: Radioapparati (p. 387); Cap. 17º: I radiotrasmettitori (p. 391); Cap. 18º: Radioricevitori AM a tubi (p. 413); Cap. 19º: Radioricevitori AM a transistor (p. 438); Cap. 20º: I radioricevitori FM a transistor (p. 462); Cap. 21º: Le prestazioni dei radioricevitori (p. 499); Cap. 22º: La ricetrasmissione stereofonica (p. 508); Cap. 23º: La televisione in bianco e nero (p. 515); Cap. 24º: I televisori in bianco e nero (p. 538); Cap. 25º: La televisione a colore (p. 563); Cap. 26º: Cenni sui ponti radio (p. 585); Cap. 27º: Cenni sulle guide d'onda (p. 588); Cap. 28º: Cenni sul radar (p. 591). (1555)

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 3-1973
Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

LEADER TEST INSTRUMENTS

LBO-301 LSG-210 LSW-220

OSCILLOSCOPIO DA 3" (con sistema « trigger ») MODELLO LBO-301

In questo strumento è stato possibile ottenere una struttura assai compatta senza alcun sacrificio agli effetti delle elevate prestazioni. Si presta particolarmente per l'attività di collaudo e di messa a punto dei ricevitori televisivi, soprattutto per i tipi funzionanti a colori, nonché per i circuiti di calcolo, sia a domicilio del cliente, sia in laboratorio.

CARATTERISTICHE:

Larghezza di banda, dalla C.C. a 5 MHz, utile fino a 7 MHz • Massima facilità di impiego • Alimentazione regolata a C.C., per la massima stabilità • Munito di raccordi per la riproduzione VECTORSCOPE • Minime dimensioni, a vantaggio della comodità di trasporto • Pesa soltanto 4 kg.

Dati tecnici

Amplificatore verticale

Sensibilità: Da 10 mV a 5 V da picco a picco per divisione, in nove scatti (una divisione = 6 mm) con sequenza 1-2-5; precisione ± 3 %. **Larghezza di banda, —3 dB:** Dalla C.C. o da 2 Hz a 5 MHz. **Impedenza di ingresso:** 1 MΩ in parallelo a 40 pF; con sonda: 10 MΩ in parallelo a 15 pF. **Tempo di uscita:** 0,07 µsec.

Base dei tempi

Velocità di analisi: Da 1 µsec a 0,5 sec per divisione, in 17 scatti, con sequenza 1-2-5; precisione ± 5 %; TV-Vert. 33,3 µsec/10 div. (per due cicli); TV-Orizz., 127 µsec/10 div. (per due cicli). **Ingranditore:** x 5 per qualsiasi regolazione della base tempi (massima velocità 0,2 µsec per divisione).

Sincronizzatore sweep

Modo: Trigger ed automatico. **Controllo:** Interno o esterno; inclinazione + o —.

Amplificatore orizzontale

Sensibilità: Normale, 1 V da picco a picco/div., 200 mV da picco a picco/div., con ingrandimento x 5. **Larghezza di banda, —3 dB:** Da 2 Hz a 200 kHz. **Tensione del calibratore:** 0,5 V da picco a picco, 1 kHz ± 3 %, ad onde quadre. **Alimentazione:** 220 V/50 Hz 25 VA. **Dimensioni e peso:** mm 146 (altezza) x 203,2 (larghezza) x 298,5 (profondità); circa 4,2 kg. **Accessori a corredo:** Una sonda a bassa capacità LPB-10Y (10 : 1), compresi tre puntali; un adattore terminale; tre cavi di collegamento con spinotto e clip. A richiesta si fornisce la borsa protettiva per il trasporto, al prezzo di L. 9.500.

GENERATORE « MARKER » TV - FM A CIRCUITI SOLIDI MODELLO LSG-210

Questo generatore è uno strumento assai preciso, studiato espressamente per l'impiego in abbinamento al generatore « sweep » LSW-220. Grazie all'ampia gamma di copertura, si rivela assai utile per il controllo degli stadi a radiofrequenza ed a media frequenza dei ricevitori televisivi ed FM. Lo strumento può servire anche come generatore di segnali nella gamma VHF. E' munito di un sistema di controllo delle frequenze grazie alla disponibilità di un oscillatore a cristallo incorporato.

CARATTERISTICHE:

Gamme di frequenze: Da 2 a 250 MHz in quattro gamme. **Precisione di frequenza:** Entro l'1 %; a lettura diretta. **Tensione di uscita:** 100 mV massimo, a variazione continua. **Oscillatore a cristallo:** 5,5 MHz. **Modulazione:** Interna 1 kHz, applicabile alla radiofrequenza ed all'oscillatore a cristallo. **Alimentazione:** 220 V, 50 Hz; circa 8 VA. **Dimensioni e peso:** mm 200 x 150 x 200; circa 2 kg. **Accessori a corredo:** Un cristallo da 5,5 MHz, un cavo di uscita per radiofrequenza, un trasduttore acustico.

GENERATORE « SWEEP » TV - FM A CIRCUITI SOLIDI MODELLO LSW-220

Il generatore LSW-220 è consigliabile per eseguire il controllo accurato e le operazioni di allineamento degli stadi a radiofrequenza ed a media frequenza dei ricevitori televisivi ed FM. L'ampia gamma delle frequenze senza commutazione, e le indicazioni disponibili nei confronti delle bande di impiego più comuni accelerano la messa a punto della frequenza di misura. L'analisi, fino ad un'ampiezza di 20 MHz, viene ottenuta con l'applicazione di una tensione di forma triangolare all'oscillatore, col vantaggio di una notevole linearità. Abbinando questo strumento al generatore « marker » TV-FM Mod. LSG-210, e ad un oscilloscopio adatto, le operazioni di messa a punto diventano estremamente semplici e rapide.

CARATTERISTICHE:

Gamma di frequenze: Da 2 a 260 MHz, a variazione continua. **Ampiezza di analisi:** Da 0 a 20 MHz, a variazione continua. **Frequenza di analisi:** 50 Hz (frequenza di rete). **Linearità:** Entro il 5 %. **Tensione di uscita:** Da 0 a 50 mV circa, da sorgente di 75 ohm, regolabile in quattro scatti e con controllo a variazione intermedia continua. **Metodo di applicazione del « Marker »:** Per iniezione nel punto di collegamento. **Alimentazione:** 230 V, 50 Hz, circa 8 VA. **Dimensioni e peso:** mm 200 x 150 x 200; 2,7 kg. **Accessori a corredo:** 5 cavetti di collegamento, 1 « balun » 75 : 300 ohm.

INTERNATIONAL S.P.A. ■ AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A - TEL. 795.762 - 795.763 - 780.730

Triodi Piani UHF, 1000 MHz per Trasmettitori e Ripetitori TV

Guadagno di 20 dB

La linearità di questi triodi permette di realizzare trasmettitori e ripetitori di televisione che amplificano simultaneamente in un solo canale i segnali immagine e suono. Il loro elevato guadagno, 20 dB, permette di amplificare direttamente, fino ad un livello di 100 watt picco video, dei segnali elaborati a partire da un generatore a stato solido. Una costruzione ceramica-metallo assicura loro una lunga vita ed un elevato grado di affidabilità nelle più severe condizioni di funzionamento. A queste qualità eccezionali s'aggiunge un costo di esercizio estremamente basso. A richiesta, associate ai triodi, possono essere fornite o studiate le cavità.

THOMSON-CSF

THOMSON-CSF TUBI ELETTRONICI SRL
VIALE DEGLI AMMIRAGLI 71/ROMA/TEL. 638 14.58

1705